6
83

Nachrichtentechnik Elektronik

33. Jahrgang

VEB VERLAG TECHNIK
Träger des Ordens
Banner der Arbeit

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift
für die gesamte elektronische Nachrichtentechnik

Herausgeber:
Kammer der Technik
FV Elektrotechnik

Redaktionsbeirat
Nationalpreisträger Prof. Dr. Dr. eh.M.v.Ardenne, Prof.Dr.H.Bernicke, Nationalpreisträger, Prof. Dr. M. Falter, Prof. Dr. sc. techn. P. Fey, Prof. Dr. sc. techn. G.Fritzsche, Nationalpreisträger Prof. em. Dr.-Ing. Dr.-Ing. eh. H. Frühauf, Prof. Dr.-Ing. habil. U. Frühauf, Prof. em. Dr. W. Heinze, Prof. em. Dr.-Ing. eh. W. Kutzsche, Prof. em. Dr. sc. techn. Dr.-Ing. eh. F. H. Lange, Dr. sc. techn. D. Lochmann, Prof. Dr.-Ing. habil. W.Mansfeld, Dr.-Ing. G. Naumann, Dr. rer. oec. Dipl.-Ing. H. Schindler, Prof. Dr.-Ing. habil. P. Vielhauer, Prof. Dr. rer. nat. habil. H. Völz

Titelbild

Nachrichtensysteme mit Vielfachzugriff sind weltweit zu einem interessanten Forschungsgebiet geworden, wobei die lokalen Netze eine besondere Rolle spielen. Die Einsatzgebiete der LAN sind vielfältig und reichen von der modernen Bürokommunikation bis zum schiffsinternen Informationssystem

Inhalt

ISSN 0092-668X

Prof. em. Dr.-Ing. Günther Ulrich zum 70. Geburtstag 224

Kreß, D.
Struktur und Funktionsweise von Nachrichtennetzen 224

Lange, J.
Integration verschiedener Nachrichtenarten in digitalen lokalen Netzen 228

Kaufhold, B.
Digitale Nachrichtensysteme mit Vielfachzugriff und dezentraler Vermittlung — ein Überblick 231

Schubert, R.
Nachrichtensystem für lokale Kommunikation 234

Traskov, A.
Anwendung des Codemultiplexprinzips in leitungsgebundenen Vielfachzugriffsystemen 237

Porep, H.-G.
Steuerungsgesichtspunkte bei digitalen Zentralen 240

Tosse, R.
Anschluß von Verbindungsleitungen an digitale Vermittlungseinrichtungen 244

Günzl, H.
Zentrale Zeichengabe 246

Albrecht, B.; Zühlke, W.
Praktische Untersuchungen zur digitalen Fernsehcodierung 249

Huneck, M.
Lineare 140-Mbits/s-Empfangsfilter mit Phasenentzerrung 252

Uhlrich, G.
Vergleich einiger Partial-Response-Übertragungsverfahren bei PCM-Übertragung mit hohen Bitraten 256

Dissertation 262

Buchbesprechungen 262

Prof. em. Dr.-Ing. Günther Ulrich zum 70. Geburtstag

Am 29. Juni 1983 begeht Prof. em. Dr.-Ing. *Günther Ulrich* seinen 70. Geburtstag.

Das verdienstvolle Wirken des Jubilars für Lehre und Forschung an der TH Ilmenau und in zahlreichen zentralen Gremien wurde anläßlich seines 65. Geburtstages in dieser Zeitschrift ausführlich gewürdigt. Prof. *Ulrich* sah in Verbindung mit seiner Emeritierung vor allem neue Freiräume für weitere wissenschaftliche Tätigkeit in der Nachrichtentechnik. So hat er sich in den letzten Jahren intensiv den Problemen der Lichtleitertechnik zugewandt, aber auch weiterhin im Forschungsrat der DDR und im Zentralen Arbeitskreis Nachrichtentechnik des Ministeriums für Wissenschaft und Technik, dessen Leitung er zunächst noch innehatte, aktiv mitgearbeitet.

Im Wissenschaftsbereich Nachrichtentechnik der Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik der TH Ilmenau ist er regelmäßiger, gern gesehener Gast. Er hält noch Vorlesungen, unterstützt die Forschung und nimmt regen Anteil an allen Problemen.

Seine ehemaligen Mitarbeiter und Kollegen freuen sich über seine Aktivität und seinen ungebrochenen Optimismus. Sie gratulieren ihm auf das herzlichste und verbinden ihren Dank mit den besten Wünschen für Gesundheit und persönliches Wohlergehen sowie für weiterhin viel Freude an der wissenschaftlichen Arbeit.

NaK 9060

W. Kemnitz; D. Kreß

Struktur und Funktionsweise von Nachrichtennetzen

D. Kreß, KDT, Ilmenau

Mitteilung aus der Technischen Hochschule Ilmenau, Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik

Prof. em. Dr.-Ing. *G. Ulrich* zum 70. Geburtstag gewidmet

Deskriptoren: Kommunikation, LAN, Nachrichtennetz, Vermittlungstechnik, Vielfachzugriff

Der folgende Beitrag soll als Einführung für die anschließenden Artikel dienen, die sich mit lokalen Netzen und verteilter Vermittlung beschäftigen [1] [2] [3] [4].

1. Öffentliche und lokale Netze

Nachrichtennetze realisieren die Informationsübertragung bzw. den Informationsaustausch zwischen räumlich entfernten Partnergeräten. Die Netzfunktion wird durch Übertragungsmedium sowie übertragungstechnische und vermittlungstechnische Einrichtungen bestimmt, die je nach Aufgabe des Netzes und nach dem technischen Entwicklungsstand mit unterschiedlich technisch-ökonomischen Gewichten beteiligt sind. Neben dem seit längerer Zeit weltumspannenden öffentlichen Fernsprechnetz, das weitgehend leitungsgebunden ist, aber auch Richtfunk- und Satellitenstrecken enthält, existiert eine Vielzahl weiterer öffentlicher und nichtöffentlicher Netze, die allerdings teilweise die gleichen physikalischen Leitungswege benutzen bzw. benutzen können. Unter diesen ist im Zusammenhang mit dem Fernsprechnetz das Telexnetz (50 Bd) zu nennen, dem z. Z. im Teletex-Netz (Bürofernschreiben mit 2,4 kbit/s) Konkurrenz erwächst. Den globalen Netzen mit hochspezialisierter Technik stehen herkömmliche lokale Netze gegenüber, die teils anspruchslos, teils vernachlässigt, einer Vielzahl von Einzelaufgaben zugeordnet, dennoch in der Summe einen beträchtlichen Anteil des Anlagenbaus der Nachrichtentechnik ausmachen. Bei den Netzen mit Verteilfunktionen sind z. B. auf der einen Seite das Rundfunknetz, auf der anderen Leitungsnetze von Uhrenanlagen ungleiche Vertreter. (Bei letzteren steht der klassischen Lösung das Funkuhr-Konzept gegenüber, das schon eher den Vergleich mit dem Rundfunk nahelegt.) Technisch anspruchsvoller sind die Netze, die wahlfreie Verbindungen gemäß individueller, zeitlich veränderlicher Kommunikationswünsche der Netzpartner ermöglichen (Fernsprechen, Datenfernübertragung, Wechselsprechen, lokale Rechnerkommunikation u. a.), aber ökonomisch wichtig können alle Nachrichten- bzw. Signalarten sein oder werden. Hier sei auch an die vielen speziellen Anwendern zugeordneten Kommunikationsnetze erinnert, wie Verkehrswesen, Bauwesen, Bergbau, Energietechnik, Medizintechnik usw. Der Gedanke der Integration verschiedener Dienste von Nachrichtenverwaltungen ist nicht neu, aber erst jetzt ist die Realisierbarkeit in großem Umfang gegeben. Sie fällt zusammen mit der Vergrößerung des Dienstangebotes (z. B. Datex-L, Datex-P, Teletex, Telefax, Bildschirmtext, s. a. [5]). Dem Streben nach Zusammenfassung, Vereinheitlichung und Mehrzwecknutzung im Bereich der landesweiten Netze steht im Augenblick eine Divergenz und Vergrößerung der Systemvielfalt im lokalen Bereich gegenüber. Beides wurde durch die Möglichkeiten der modernen Schaltungstechnik verursacht. Die Mikroelektronik nämlich, die einerseits neue nachrichtenverarbeitende Geräte und Anlagen mit dem Merkmal verteilter Intelligenz, z. B. im Bürobereich oder in der industriellen Produktion, entstehen läßt, schafft andererseits auch die Voraussetzungen, eine Anzahl zwar prinzipiell bekannter, aber bisher kaum verwendeter Verfahren beim Aufbau von Netzen zu realisieren. Auf diese Weise sind in den letzten Jahren für Netze im lokalen Bereich, d. h. für Gebäude und Gebäudekomplexe, insbesondere zur Bürokommunikation, viele Lösungen oder Lösungsvorschläge entstanden (vgl. [2] [6]). Für solche Netze wird die Abkürzung LAN (Local Area Network) verwendet, das System Ethernet der Firma Xerox ist eines der bekanntesten [7] [8] [9]. Zur Zeit ist das Gebiet der lokalen Netze noch als Experimentierfeld anzusehen, obwohl bereits zu erkennen ist, daß sich bestimmte Verfahren durchsetzen werden

[10]. (Die infolge technischen Vorlaufs in Verbindung mit dem Normungszwang zunächst ausgewählten Verfahren werden vielleicht noch nicht einmal die besten sein, wie das mehrfach in der Technik zu beobachten war.)

2. Grundsätzliche Möglichkeiten der Realisierung von Netzen

Im folgenden sollen ausschließlich leitungsgebundene Netze betrachtet werden.

2.1. Bündelgewinn und Multiplextechnik

Im Fernsprechnetz sind in der Fernebene zwei Prinzipien wesentlich, die Bündelung von Kanälen und die Mehrfachausnutzung von Leitungen. Je größer der Verkehrswert in einer Richtung ist, desto besser können die Kanäle dieses Richtungsbündels ausgenutzt werden. Das ergibt sich aus dem Zufallscharakter des Verkehrsaufkommens. Bei der Netzgestaltung führt die Schaffung starker Bündel daher zu einem Gewinn hinsichtlich des relativen Aufwands an Kanälen, der als Bündelgewinn bezeichnet werden soll. Im einfachsten Fall werden die Kanäle von Adernpaaren aus Kupfer gebildet, heute können es auch Lichtleiter-Fasern sein. Je stärker die Bündelung ist, desto vorteilhafter läßt sich aber auch die Mehrfachausnutzung der Leitungen, d.h. die Multiplextechnik anwenden (vgl. 8-MHz-TF-System oder 140-Mbit/s-PCM-System zur Übertragung von 1920 Fernsprechkanälen über eine Koaxialleitung). Die Multiplextechnik ermöglicht also eine erheblich bessere Ausnutzung von Leitermaterialien, sofern die Voraussetzung starker Bündel gegeben ist. Im Teilnehmerbereich des Fernsprechnetzes liegen andere Verhältnisse vor. Die Teilnehmer sind sternförmig über i.a. individuell fest zugeordnete Adernpaare mit einer Vermittlungszentrale bzw. einer Vorfeldeinrichtung verbunden. In diesem Sternnetz, dessen Leitungen im Mittel weniger als 1 % der Zeit belegt werden, sind z.Z. etwa 7,5 kg Kupfer je Teilnehmer verbraucht. Die Leitungsausnutzung in einem solchen Sternnetz ist also sehr schlecht. Es erhebt sich die Frage, ob nicht die im Fernnetz angewandten Prinzipien der Bündelung und der Multiplextechnik auch in Teilnehmernetzen vorteilhaft angewandt werden können. Hierbei ist anzumerken, daß nicht von vornherein die Leitermaterial-Ausnutzung das Wichtigste ist. Entscheidend sind die Beschaffungs- und Betriebskosten des Netzes insgesamt. Sofern also eine schlecht genutzte Leitung ökonomischer ist als eine andere Lösung, ist gegen ein leitungsaufwendiges Netz nichts einzuwenden. Bei Kupfer als Leitermaterial ist die langfristige Rohstoffsituation durch die Prognose gekennzeichnet, daß ab einem gewissen Zeitpunkt Kupfer vor allem aus Kabeln gewonnen wird. Hingegen könnte bei Glas als Leiterwerkstoff oder noch mehr bei perspektivischen Lichtleitermaterialien der Fall ganz anders liegen. Hier ist nun die Bedarfsentwicklung in der Kommunikationstechnik mit entscheidend. Ohne auf einzelne Nachrichtenarten einzugehen, wie z. B. die teilnehmerindividuelle Übertragung von Fernsehbildern mit ihrem großen Bandbreitebedarf, kann man wohl davon ausgehen, daß keine Sättigung des Kommunikationsbedarfs abzusehen ist. Damit hat die Frage der Leitungsausnutzung auch auf lange Sicht ihre Berechtigung. Daß hierbei graduelle Unterschiede in verschiedenen Netzebenen bzw. Anwendungsbereichen bestehen, ist selbstverständlich.

2.2. Netz-Topologie

Vorgegebene Punkte in einem Gebiet (z.B. Teilnehmer) können auf elementare reguläre Weise sternförmig, linienförmig, ringförmig oder vollvermascht durch Leitungen miteinander verbunden sein. So entstehen die Grundformen von Netzkonfigurationen: Stern-, Linien-, Ring- und vollvermaschtes Netz (s. Bild 1).

Das Linien-Netz wird auch als Bus-Struktur bezeichnet. Mischformen sind möglich (Baum- oder Verzweigungs-Netz, teilvermaschtes Netz, Waben-Netz u.a.). Unter dem Begriff Leitung soll stets das physikalische Übertragungsmedium verstanden werden. Auf hierarchische Netze, die durch zusätzliche Netzknoten und verschiedene Netzebenen entstehen, soll hier nicht eingegangen werden. Ebenso muß darauf verzichtet werden, die Probleme der Trassenführung zu beschreiben (Teilnehmer an einer linienförmigen Kabeltrasse können sowohl durch ein Linien-Netz als auch durch ein Stern-Netz oder sogar vollvermascht

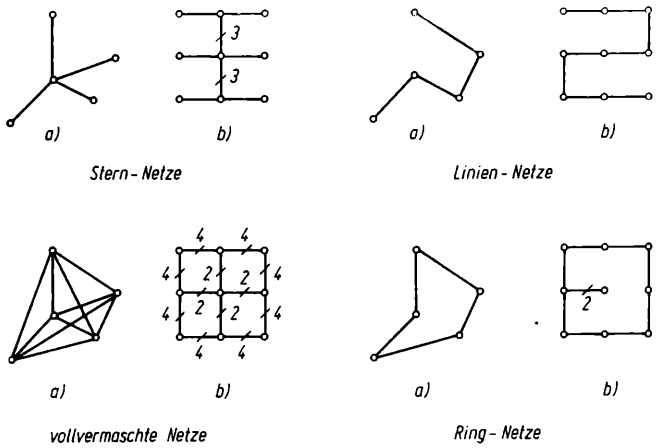


Bild 1. Beispiele elementarer Netzarten. a) kürzeste, b) orthogonale Trassenführung

miteinander verbunden sein, vgl. Linienverkehr bei herkömmlicher Wechselsprech-Anlage). Wichtig ist jedoch die Feststellung, daß Linien- und Ring-Netz (bei größeren Teilnehmerzahlen wesentlich) kleinere anteilige Leitungslängen gegenüber Stern- und vollvermaschtem Netz haben (nähere Angaben [2]). Allerdings ist eine eindeutige Aussage nur in Verbindung mit der Trassenführung, eventueller Multiplextechnik und vor allem des Vermittlungsprinzips bzw. Zugriffsverfahrens möglich. Prinzipiell ermöglichen die Linien- und die Ring-Struktur die Ausnutzung des Bündelgewinns und der Multiplextechnik in Teilnehmer- bzw. teilnehmernahen Netzen und damit eine bessere Leitungsausnutzung gegenüber dem Stern-Netz. Ein Beispiel soll das verdeutlichen (s. Bild 2):

N Stationen, die durch eine einzige Leitung linienförmig (ohne Mehrfachausnutzung der Leitung, Bus) verbunden sind, können paarweise zu einer Verbindung zusammentreten, wobei zu einem Zeitpunkt nur eine einzige Verbindung bestehen kann, wenn

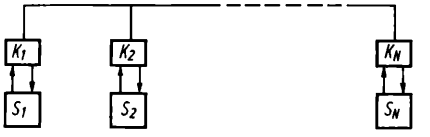


Bild 2. Linien-Netz mit N Stationen (S) und zugehörigen Zugriffseinrichtungen (K), gegebenfalls z-fache Leitungsausnutzung durch ein Multiplexverfahren

man von Sammelverbindungen absieht. Stellt man auf einer Leitung jedoch durch ein Multiplex-System z Kanäle zur Verfügung, können z Verbindungen zur gleichen Zeit bestehen, wobei allerdings zwar die Leitungslänge gleichbleibt, jedoch eine größere Bandbreite erforderlich ist. Man beachte, daß mit $z = N$ Multiplexkanälen mit einer Leitung die Funktion eines vollvermaschten Netzes erfüllt werden kann.

2.3. Vermittlungsprinzip und Zugriffsverfahren

Die Vermittlungsprinzipien für Linien- und Ring-Netze unterscheiden sich von denen des Stern-Netzes mit einer Vermittlungszentrale im Sternpunkt. Ausgehend von der zuletzt beschriebenen Anordnung mit einer durch Multiplextechnik bereitgestellten Anzahl von z Kanälen auf einer Leitung, besteht die Vermittlungsfunktion darin, daß der sendewillige Teilnehmer einen freien Kanal sucht, diesen belegt und auch die Ziel-Station veranlaßt, sich an diesen Kanal „anzuschalten". Das entspricht der Funktion einer zweistufigen Koppelanordnung einer herkömmlichen in einer Zentrale räumlich konzentrierten Vermittlungseinrichtung, wobei die z Kanäle zu z Linkleitungen (Zwischenleitungen) korrespondieren (s. Bild 3). Da beim Linien-Netz die Vermittlungsanordnung räumlich auseinandergezogen ist, spricht man auch von einer „verteilten Vermittlung". Wegesuche und Wegedurchschaltung einer konzentrierten Anordnung kehren hier als Vielfachzugriff (multiple access) wieder, d.h.

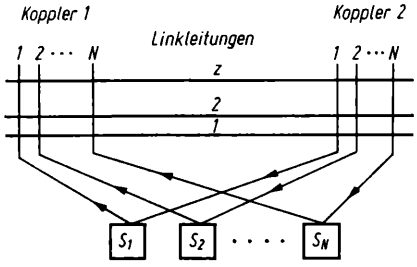


Bild 3
Der Anordnung in Bild 2 bei z-facher Multiplex-Ausnutzung entsprechende zweistufige raumgeteilte Koppelanordnung bei räumlicher Konzentration

Zugriff auf dieselben Kanäle eines Übertragungssystems von räumlich entfernten Punkten aus. Beim Bus im engeren Sinne liegt eine Koppelanordnung mit nur einer einzigen Linkleitung vor, weil die Leitung nicht mehrfach ausgenutzt wird. Der andere Grenzfall ist die Bereitstellung von N Kanälen für N Teilnehmer. Dann kann jede Station einem Kanal zugeordnet werden, es entsteht eine einstufige Koppelanordnung bzw. ein vollvermaschtes Netz hinsichtlich der Kanäle, aber mit der entsprechend schlechten Kanalausnutzung.

Das Ring-Netz kann als Modifikation des Linien-Netzes aufgefaßt werden; hinsichtlich eines Vergleiches von Ring- und Linien- bzw. Baum- oder Verzweigungs-Netzen wird auf [1] [2] verwiesen. Die Begriffswelt der verteilten Vermittlung stammt aus der Datentechnik und läßt sich nur teilweise auf die der Nachrichtentechnik abbilden. Jedoch wird durch Amerikanismen u.a. eine noch größere Vielfalt der Prinzipien vorgetäuscht als tatsächlich vorhanden sind. (Die Bezeichnung „Netzwerk" anstelle von „Netz" ist dabei noch harmlos.) Zum Beispiel kennzeichnet das Zugriffsverfahren CSMA (carrier sense multiple access) praktisch das aus der Vermittlungstechnik bekannte Freiprüfen („Aufprüfen"). Die auch aus der klassischen Vermittlungstechnik bekannte fälschliche Doppelbelegung heißt hier „Kollision". Bei CSMA/CD wird eine Doppelbelegung erkannt (CD collision detect) und daraufhin ein neuer Belegungsversuch unternommen (angewandt z.B. bei Ethernet). Weitere Zugriffsverfahren heißen Daisy chaining, Slot-, Registerinsertion-, Token-Verfahren und werden in [2] erläutert.

In jedem Fall ist mit einem Verbindungswunsch die Generierung einer Adresse verbunden, die je nach Vermittlungs- bzw. Zugriffsverfahren einen Steuerungsvorgang zum Belegen der Kanäle einschließlich der gewünschten Partner-Station auslöst. Prinzipiell können Steuerungs- und Belegungsorgane (Koppelpunkte, Zugriffspunkte) beliebig im Netz verteilt sein. Bei einem Stern-Netz sind beide in der Regel im Sternpunkt in der Zentrale, bei einer dezentralen Vermittlung bei jeder Teilnehmer-Station verteilt angeordnet, aber auch Mischformen sind möglich (Steuerung zentral, Belegung verteilt, vgl. [11]). Die Adressierung verlangt eine Selektionsmöglichkeit. Im einfachsten Fall kann das die Selektion eines Kanals in einem Multiplexsystem sein, bei einem Zeitmultiplexsystem also die Auswahl einer Zeitlage in einem periodisch wiederkehrenden festgelegten Zeit-Rahmen. Für eine gewisse Belegungszeit ist dann die Verbindung „durchgeschaltet" (vgl. Durchschaltevermittlung, besser Kanalvermittlung) unabhängig davon, ob die Quelle wirklich Nachrichten aussendet, also aktiv ist. Die aus der Übertragungstechnik bekannten Prinzipien Frequenz-, Zeit- und Code-Multiplex können somit Basis eines Vermittlungsverfahrens sein (zum Adressierungsproblem im Lichte der Übertragungstechnik vgl. [12]). Allgemeiner lassen sich die Probleme jedoch betrachten, wenn man die Vorstellungsweise der Übertragungstechnik von gewissermaßen stationären Kanälen fallen läßt und ein zeitlich begrenztes Nachrichtenpaket mit vorangestellter Adresse in den Mittelpunkt stellt (Bild 4). In der herkömmlichen Fernsprechtechnik veranlaßt die Adresse den Durchschaltevorgang, und das anschließende Gespräch kann als Nachrichtenpaket beliebiger Länge interpretiert werden. Adresse und Nachricht sind also sowohl hinsichtlich der Signalform als auch im Hinblick auf zeitliche Beziehungen weitgehend unabhängig. Bei der Paketvermittlung im engeren Sinne wird eine Nachricht in Form von Paketen vorgeschriebener oder beliebiger Länge mit vorangestelltem Adressenkopf je Paket „verpackt". Die Pakete können sich so selbst ihren Weg durch das Netz suchen und bei Bedarf an bestimmten Netzpunkten, z.B. auch bei Teilnehmerstationen vor der Zielstation kürzere oder längere Zeit zwischengespeichert werden (vgl. Teilstreckenvermittlung beim Fernschreiben, Speichervermittlung, Register-insertion-Verfahren beim Ring-Netz). Solange die Quelle nicht aktiv ist, benötigt sie auch keinen Platz auf der Leitung. Im Zusammenhang mit Zeitforderungen, z.B. bei Dialogverkehr, kann sich die Zwischenspeicherung als Hindernis erweisen, hinreichend kurze Speicherzeiten ermöglichen jedoch auch Dialogverkehr (virtuelle Durchschaltevermittlung). Das Zerstückeln einer Nachricht in mehrere kürzere Pakete begrenzter Länge ermöglicht die Zwischenschachtelung der Nachrichten anderer Stationen, d.h. Zeitteilung (TDMA time division multiple access). Bei synchroner Einschachtelung in einen festen Zeitrahmen kann wiederum das ständige Voranstellen eines Adressen-Signals entfallen, sofern die Adresse anderweitig gespeichert ist, sie ist dann mit der ausgewählten Zeitlage verknüpft. Es liegt der Fall des Zeitmultiplex-Kanales mit z.B. 8 bit Wortlänge des „Paketes" bei PCM-Kanälen vor. Bei Bitschachtelung beträgt die Paketlänge nur noch 1 bit. Ein anderer Grenzfall liegt vor, wenn unter Beibehaltung des Adressenwortes je Paket die Länge der Paket-Nachricht nur 1 bit beträgt. Dann kann der Nachrichtenteil in der zeitlichen Darstellung entfallen, weil das Vorhandensein oder das Fehlen des Adressenwortes selbst 1 bit repräsentiert. Das entspricht dem Code-Multiplex-Verfahren der Übertragungstechnik [4]. Die Vielfalt der Möglichkeiten wird noch vergrößert, wenn mehrere Verfahren zugleich angewandt werden, z.B. Paketvermittlung über Zeitmultiplex-Kanäle. Mikroskopische und makroskopische Betrachtungen ergeben dann unterschiedliche Aussagen. Eine Wertung der angedeuteten Lösungen kann hier nicht vorgenommen werden. Zusammenfassend ist festzustellen, daß die verteilte Vermittlung ein noch höheres Niveau der Integration von Vermittlungstechnik und Übertragungstechnik als im bisherigen Sinne des IDN (integriertes digitales Nachrichtennetz) bedeutet. Zugriffs- und Übertragungsverfahren sind oft nicht zu trennen.

Zum Thema Leistungsmerkmale muß auf die Literatur verwiesen werden. Im postalischen Netz sind die Leistungsmerkmale überschaubar. Sie lassen sich in Leistungsmerkmale für Benutzer und Betreiber trennen und wurden auch für moderne Konzeptionen oft dargestellt (Stichworte ISDN, BIGFON u.a. [13] [14]). Die Anwendung der verteilten Vermittlung im öffentlichen Netz wird z.B. in [15] [16] gezeigt. Im Bereich der lokalen Netze ist die Vielfalt der derzeitigen und zukünftigen Anforderungen extrem groß und weicht mitunter beträchtlich von denen der öffentlichen Dienste ab, reicht sie doch von einfachen schmalbandigen Sammel- und Verteilfunktionen mit festgeschalteten

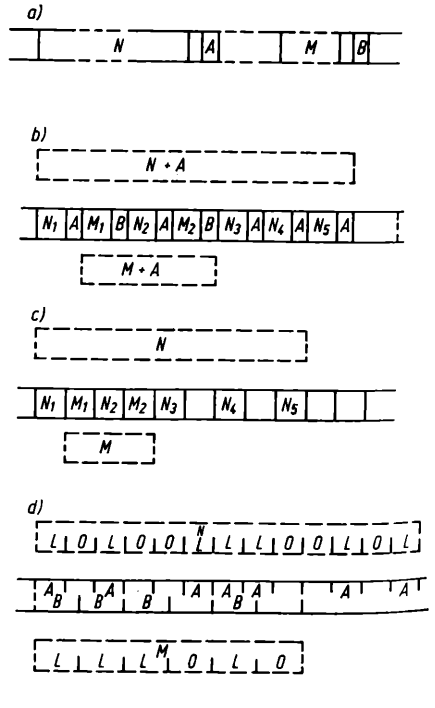


Bild 4
Vereinfachte Übertragungsschemata verschiedener Zugriffsarten. A, B Adressen, N, M Nachrichten
a) Kanalvermittlung, b) Paketvermittlung (zeitgeteilt), c) zeitgeteilter Mehrfachzugriff, synchron (Zeitmultiplex), d) Codemultiplex, asynchron

Verbindungen bis zu Hochgeschwindigkeits-Datenübertragungen bis z. B. 50 Mbit/s oder garantierten Buszugriffszeiten bei verteilten Prozeßrechner-Anordnungen in der Größenordnung von 10 ms [17] [18]. Teilweise wird die Verbindungsmöglichkeit zum öffentlichen Netz bzw. zu externen Netzen gefordert. Architektur-, Format- und Protokollfragen sind im Rahmen des 7-Schichten-Modells der ISO (International Standardization Organization) einigermaßen übersichtlich zu diskutieren [6] [18].

3. Technisch-ökonomische Probleme

Im folgenden sollen Netze mit verteilter Vermittlung (V) und zentraler Vermittlung (Z) summarisch verglichen werden, ohne auf spezielle Lösungen bzw. Feinheiten einzugehen. Über die bei V höher belasteten und damit besser ausgenutzten Kanäle bzw. das durch Multiplextechnik anspruchsvoller (breitbandig) ausgenutzte Leitermaterial wurden bereits Betrachtungen angestellt. Es soll noch einmal darauf hingewiesen werden, daß die Kosten oft nicht den Leitungslängen proportional sind. Bei Erdverlegung bestimmen die Erdarbeiten die Kosten. Der Zwang zur Ausnutzung bereits verlegter Kabel ist ebenfalls zu beachten. Bei Neuverlegung bietet sich der Lichtleiter als Übertragungsmedium an. (In Verbindung mit der verteilten Vermittlung wird in [20] ein guter Überblick gegeben.) Der Aufwand an elektronischen Schaltungsfunktionen ist bei V größer als bei Z, jedoch kommt die große Stückzahl einheitlicher Baugruppen bei V der LSI- bzw. VLSI-Technologie entgegen (hat sie aber auch als Voraussetzung).

Der Frage der Zuverlässigkeit ist besondere Aufmerksamkeit zu widmen. Hinsichtlich der Leitungen ist ein Ringnetz ohne Redundanz gegenüber totaler Kabelunterbrechung (Bagger) am empfindlichsten. Redundanz in Form eines Doppelringes [21] ist sehr wirksam und in mehreren Varianten denkbar. Unterbrechung durch Ausfall von Zugriffspunkten oder Einzelleitungen kann durch redundante Leitungen in Form der Verzopfung [22] bekämpft werden. (Bei Gebäudeverkabelungen tritt die totale Kabelunterbrechung als Störungsursache zurück.) Nachteilig bei V ist, daß die elektronischen Baugruppen nicht in klimatisierten, geschützten Räumen einer Zentrale angeordnet sind. Durch die räumliche Verteilung ist auch die Wartung bzw. Reparatur generell erschwert. Die Stromversorgung ist bei Z einfacher sicherzustellen. Allerdings hat der Katastrophen-Ausfall der Zentrale den totalen Netzausfall zur Folge. Nicht unwichtig ist die Wärmeproblematik. Hier besteht der Vorteil von V darin, daß keine so große Anhäufung von Baugruppen wie bei Z vorliegt. Schließlich spielt in manchen Fällen auch die Zuverlässigkeit gegenüber beabsichtigten Störungen eine Rolle, dann hat Z Vorteile.

Bei Netzplanung und Verkehrsverhalten ist V günstiger, da das Netz generell flexibler ist. Das Planungsrisiko ist kleiner, die Vorinvestitionen sind geringer, die Erweiterbarkeit einfacher als bei Z. Zeitweilige und lokale Überlast sind unproblematisch, lediglich bei genereller Überlast ist V empfindlicher als Z, weil bereits die Grundauslastung höher ist. Von Bedeutung ist die einfache Integration später neu einzuführender Nachrichtenarten im Falle V [23].

4. Zusammenfassung und Ausblick

Durch die moderne Mikroelektronik und die Lichtleitertechnik sind neue Lösungen für Nachrichten- bzw. Kommunikationsnetze möglich und nötig. Das Spektrum der zu bedienenden Anwender ist in zweierlei Hinsicht verbreitert, und zwar einerseits durch die nun mögliche Einbeziehung klassischer Anlagen einschließlich deren Modernisierung bzw. Weiterentwicklung (z. B. Türsprechanlage statt Klingel) und andererseits durch neue Nachrichtenarten (Bürokommunikation, Bildfernsprechen, Bildschirmtext, schnelle Datenübertragung) bzw. Anforderungen (Prozeßautomatisierung). Die für Anwendungen im lokalen Bereich entstandene Systemvielfalt wird sicher durch einen Klärungsprozeß abgebaut, zumal dort, wo ein Zugang zum öffentlichen Netz wünschenswert erscheint. Eine flexible Nebenstellentechnik kann hier vieles integrieren. Andere Anwendungen im lokalen Bereich würden ebenfalls von einer Netzintegration profitieren. Ein Allzweck-Netz ist zwar denkbar, aber gewiß nicht ökonomisch realisierbar, ein Vielzweck-Netz scheint aber durchaus diskutabel. Daneben wird es weiterhin spezielle Netze geben, die moderne Techniken nutzen. Hinsichtlich eines öffentlichen diensteintegrierten Nachrichten-Netzes (ISDN) wird die derzeitige Ideenvielfalt im LAN-Bereich zumindest befruchtend wirken, so daß die Erprobung von Lösungsvarianten auch aus dieser Sicht erwünscht ist.

Eingegangen am 9. Februar 1983 NaA 9048

Literatur

[1] *Kaufhold, B.:* Digitale Nachrichtensysteme mit Vielfachzugriff und dezentraler Vermittlung – ein Überblick. Nachrichtentech., Elektron. 33 (1983) 6, S. 231–234

[2] *Lange, J.:* Integration verschiedener Nachrichtenarten in digitalen lokalen Netzen. Nachrichtentech., Elektron. 33 (1983) 6, S. 228–230

[3] *Schubert, R.:* Nachrichtensystem für lokale Kommunikation. Nachrichtentech., Elektron. 33 (1983) 6, S. 234–237

[4] *Traskov, A.:* Anwendung des Codemultiplexprinzips in leitungsgebundenen Vielfachzugriffsystemen. Nachrichtentech., Elektron. 33 (1983) 6, S. 237 bis 239

[5] *Fey, P.:* Neue Dienste in öffentlichen Datenwählnetzen. Nachrichtentech., Elektron. 32 (1982) 12, S. 488–490

[6] *Kafka, G.:* Lokale Netzwerke – die Basis für integrierte Informations-Systeme. Elektronik 31 (1982) 19, S. 88–96

[7] *Diebenbusch, K.:* Ethernet: Grundlagen – Eigenschaften – Möglichkeiten. Elektronik 31 (1982) 19, S. 99–103

[8] *Bullinger, H.-J.; Fähnrich, K. P.; Kärcher, M.:* Der Start im „Ethernet". Bürotechnik 29 (1981) 11, S. 1083–1094

[9] *Schmidhäusler, F. J.:* Lokale Netze: Das Nonplusultra der Bürokommunikation? Orgadata (1982) 4, S. 12, 13, 16

[10] *Fromm, J.:* Die Rolle europäischer Computerhersteller bei der LAN-Standardisierung. Elektronik 31 (1982) 19, S. 12, 14

[11] *Nocker, R. H.:* Zeitmultiplex-Durchschalte-Vermittlungsnetz mit Vielfachzugriff und leitungsgebundener Signalübertragung. Diss. (Dr.-Ing.) TU München, 1981

[12] *Glaser, W.:* Mehrkanalübertragung von Signalen. Leipzig: Akademische Verlagsgesellschaft 1977

[13] *Robin G.; Treves, S. R.:* Integrierte Nachrichtennetze – Übersicht. Elektrisches Nachrichtenwesen 56 (1981) 1, S. 4–16

[14] *Braun, E.:* BIGFON – der Start für die Kommunikationstechnik der Zukunft. telcom report 5 (1982) 2, S. 123–129

[15] *Arkat, S.; Kreutzer, H.; Schmidt, F.; Teich, G.; Weber, J.:* Teilnehmerstation in einem diensteintegrierten digitalen Nachrichtennetz. NTZ 32 (1979) 8, S. 560–565

[16] *Weber, J.:* Modular switching units affecting local networks architecture. NTG-Fachber. 73, (ISSLS 1980), S. 98–103

[17] *Fromm, I.:* Local Area Networks – Hochgeschwindigkeitsnetze für die Bürokommunikation. telcom report 5 (1982) 2, S. 66–71

[18] *Walze, H.:* Worin sich Prozeßdatenbusse von lokalen Netzwerken unterscheiden. Elektronik 31 (1982) 19, S. 16, 18

[19] *Both, R.:* Lokale Netzwerke – Theorie und Praxis. nachrichten elektronik 36 (1982) 7, S. 282–288

[20] *Herold, W. E.; Ohnsorge, H.:* Optical Fiber System with Distributed Access. Proc. IEEE 68 (1980) 10, S. 1309–1315

[21] *Mrozynski, G.:* Beurteilung der Funktionssicherheit von Nachrichtennetzen mit mehreren Hierarchieebenen. Frequenz 33 (1979) 3, S. 62–67

[22] *Braun, F.; Hafner, E.:* SILK-Konzept und allgemeiner Aufbau. Hasler-Mitt. 40 (1981) 1, S. 3–6

[23] *Mrozynski, G.; Weber, J.:* Ergebnisse der Untersuchung dezentral vermittelnder Nachrichtennetze. 26. IWK d. TH Ilmenau 1981, Vortragsreihe Nachrichtentechnik, S. 89–92

Prof. Dr. sc. techn. *Dieter Kreß*, Technische Hochschule Ilmenau, Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik. 6300 Ilmenau, PSF 327

Integration verschiedener Nachrichtenarten in digitalen lokalen Netzen

J. Lange, Ilmenau

Mitteilung aus der Technischen Hochschule Ilmenau, Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik

Prof. em. Dr.-Ing. *G. Ulrich* zum 70. Geburtstag gewidmet

Deskriptoren: Kommunikation, LAN, Nachrichtennetz, Übertragungstechnik Sprache, Datenübertragungstechnik, Vermittlungstechnik, Vielfachzugriff

Ein wesentliches Merkmal der wissenschaftlich-technischen Revolution besteht in der Automatisierung der Informationsprozesse, insbesondere in den Bereichen der Produktion und der Verwaltung. Dadurch wächst der Umfang an Information schnell an, der mit technischen Einrichtungen zwischen Kommunikationspartnern, und das können Menschen und Maschinen sein, ausgetauscht werden muß. Analysen haben gezeigt, daß in Betrieben und Verwaltungseinrichtungen 80% aller Informationen zwischen Kommunikationsteilnehmern übertragen werden, die weniger als 200 m voneinander entfernt sind [1]. Es ist deshalb kein Wunder, daß sich gerade die lokalen Netze in den letzten Jahren schnell entwickelten, also die Netze, die auf ein begrenztes Territorium beschränkt sind, ohne postalische Leitung auskommen und somit nur der Zuständigkeit des Anwenders unterstehen. Eine Übersicht über solche im Ausland existierenden Netze wird in [2] gegeben.

Die z.Z. in großer Vielfalt vorhandenen lokalen Netze unterscheiden sich in den zu übertragenden Nachrichtenarten, in der Struktur und den Übertragungsmedien, in den Multiplex- und Zugriffsverfahren, in den Vermittlungsprinzipien, den Schnittstellen und in vielen anderen mehr. Das alles erschwert sowohl den Anschluß von Endgeräten unterschiedlicher Hersteller an das Netz wie auch den (zukünftigen) Zusammenschluß mehrerer lokaler Netze in ein globales Netz unter Einbeziehung postalischer Übertragungskanäle.

Vor der Entwicklung neuer lokaler Netze sollte man deshalb zu den oben genannten Merkmalen die günstigsten Lösungen finden. Dazu werden im folgenden einige Gedanken dargelegt.

1. Integration verschiedener Nachrichtenarten

Die gegenwärtig hauptsächlichen Nachrichtenarten sind die Sprache und Daten. In Zukunft wird auch die Bildübertragung eine immer größere Rolle spielen. Dabei zeichnet sich schon jetzt ab, daß sowohl die Sprachübertragung als auch die Bildübertragung digital erfolgen werden.

Bisher wurden in lokalen Systemen Daten, Sprache und gegebenenfalls auch Bildsignale meist über getrennte Netze übertragen. Die einheitliche digitale Signalform eröffnet nun die Möglichkeit, diese verschiedenen Nachrichtenarten über ein gemeinsames digitales Netz zu übertragen. Bezüglich öffentlicher Netze spricht man in diesem Zusammenhang von dienstintegrierten Netzen (ISDN integrated service digital network).

Eine solche Integration verschiedener Nachrichtenarten hätte nach [3] folgende Vorteile:

— gemeinsames Netz mit gemeinsamer Technologie
— bessere Nutzung der Übertragungsmedien und der Vermittlungseinrichtungen
— bessere Optimierung des gemeinsamen Netzes
— flexible Erweiterbarkeit des Netzes bezüglich neuer Nachrichtenarten (Dienste)
— nur eine Teilnehmeranschlußleitung für alle Nachrichtenarten (Dienste).

Demgegenüber stehen aber auch hemmende Faktoren, die sich aus den unterschiedlichen Anforderungen an die Übertragung und Vermittlung von Daten, Sprache und Bildern ergeben. Die wichtigsten davon, die Bitraten, die Netzstrukturen, die Multiplex- und Zugriffsverfahren und die Vermittlungsprinzipien, sind in Tafel 1 zusammengefaßt. Dabei wurde vorausgesetzt, daß es sich ausschließlich um vermittelnde Netze handelt, denn nur solche sollen hier betrachtet werden.

Tafel 1

Nachrichtenart	Bitrate Kbit/s	Netzstruktur	Multiplex- u. Zugriffsverfahren	Vermittlungsprinzip	
Daten	0,3 0,5 bis 0,2 0,6 2,4 4,8 9,6 48	Sternnetz (Strahlennetz)	– TDM	Durchschaltev., Paketvermittl.	
		Ring	TDM Token	Durchschalte-vermittlung	Paket-vermittlung
		Linie (Bus)	TDM CSMA/CD		
Sprache	64	Sternnetz (Strahlennetz) Maschennetz	– TDM (TDM)	Durchschaltevermittlung	
Bild (bewegt)	2000 140000	(Stern) (Ring) (Linie)	(TDM)	Durchschaltevermittlung	

Der Vergleich wird unter Beachtung der für das öffentliche Netz typischen bzw. standardisierten Merkmale durchgeführt, da eine weitestgehende Kompatibilität der lokalen Netze mit den öffentlichen Netzen angestrebt wird.

Die Datenübertragung erfolgt im öffentlichen Netz gemäß Benutzerklassen mit verschiedenen Bitraten, die von 50 bit/s bis 48 Kbit/s reichen. Dabei werden im öffentlichen Netz sternförmige und strahlenförmige Strukturen angewandt, in lokalen Netzen hingegen neben Sternstrukturen immer mehr Ringstrukturen und Linienstrukturen. Letztere werden in der Literatur häufig auch als Busstrukturen bezeichnet.

Während bei den Sternstrukturen keine Vielfachnutzung des Übertragungsmediums zwischen Vermittlungsstelle und Teilnehmer notwendig ist, kommen in digitalen Strahlennetzen Zeitmultiplexverfahren, in Ring- und Liniennetzen bei Durchschaltevermittlung ebenfalls Zeitmultiplexverfahren und bei Paketvermittlung hauptsächlich das Token bzw. das CSMA/CD als Zugriffsverfahren zur Anwendung.

Bei der digitalen Sprachübertragung werden in den öffentlichen Netzen Stern-, Strahlen- und Maschenstrukturen, das Zeitmultiplexverfahren und die Durchschaltevermittlung angewendet, in lokalen Netzen jedoch nur Stern- oder Maschenstrukturen mit Durchschaltevermittlung ohne Vielfachnutzung des Übertragungsmediums.

Vermittelnde digitale Bildübertragungssysteme existieren z.Z. noch nicht. Eine Vielfachnutzung des Übertragungsmediums ist auf Grund der sehr hohen Bitraten nur begrenzt möglich. Deshalb werden sich in großen (öffentlichen) Netzen vermutlich Sternstrukturen durchsetzen. In lokalen Netzen sind aber auch Ring- und Linienstrukturen denkbar. Dabei kämen das Zeitmultiplexverfahren und die Durchschaltevermittlung in Frage.

Bei der Integration dieser 3 Nachrichtenarten in einem Netz ist ein günstiger Kompromiß bezüglich der möglichen Netzstruktur, dem Multiplex- und Zugriffsverfahren und insbesondere bezüglich der Vermittlungsprinzipien zu finden.

Die Anpassung der unterschiedlichen Bitraten aneinander erscheint unproblematisch, sie kann durch Multiplextechniken erreicht werden. Dabei kann für Daten durch Einfügen zusätzlicher Bits eine zusätzliche Fehlersicherung vorgenommen werden.

2. Netzstrukturen und Übertragungsmedien

Die in Nachrichtennetzen üblichen Strukturen wurden in [4] gezeigt und beschrieben. Hier soll die anteilige Leitungslänge in Stern-, Maschen-, Ring-, Linien- und Baumnetzen verglichen werden. Setzt man eine orthogonale Anordnung der Teilnehmer

voraus, und das entspricht annähernd den Straßenführungen in Städten bzw. der Etagenführungen in Gebäuden, so lassen sich für die einzelnen Netzstrukturen folgende anteilige Leitungslängen berechnen:

Sternnetz $\quad l_A = \sqrt{M} \cdot d$

Maschennetz $\quad l_A = \frac{2}{3}(M \cdot \sqrt{M} - 1) \cdot d$

Liniennetz und Baumnetz $\quad l_A = 2 \cdot \frac{M-1}{M} \cdot d \approx 2 \cdot d$

Ringnetz $\quad l_A = 1 \cdot d$

Hierbei sind: $l_A = l_{ges}/M$ anteilige Leitungslänge; l_{ges} gesamte Leitungslänge im Netz; M Anzahl der Teilnehmer; d kleinster Abstand zwischen 2 Teilnehmern.

In den Gleichungen wurde berücksichtigt, daß für den digitalen Dialogverkehr in allen Netzen außer dem Ringnetz üblicherweise eine Hin- und eine Rückleitung notwendig sind. Des weiteren wurde vorausgesetzt, daß in den Linien-, Baum- und Ringnetzen eine Mehrfachausnutzung der Leitung möglich ist und daß zu einem Zeitpunkt mehrere Verbindungen bestehen können.

In Bild 1 ist die Abhängigkeit der auf den kleinsten Teilnehmerabstand d normierten anteiligen Leitungslänge l_A/d von der Teilnehmerzahl grafisch dargestellt. Sie zeigt eindeutig die Überlegenheit der Linien- und Ringnetze gegenüber den Stern- und Maschennetzen. Das trifft auch für nichtorthogonale Teilnehmeranordnungen zu, wie z.B. folgende Analyse der verlegten Leitungen in einer realen Nachrichtenanlage zeigt.

In der betreffenden Einrichtung wurden 5 verschiedene Nachrichtennetze installiert: ein Sternnetz, ein Maschennetz (Dialognetze) und 3 Baumnetze (Verteilernetze) mit insgesamt 107 Teilnehmern. Dabei wurden 22 km Leitungen verlegt.

Ein simuliertes integriertes Netz in kombinierter Baum- und Ringstruktur benötigte dagegen nur 5,3 km äquivalente Leitungen (d.h. NF-Leitungen mit der gleichen Menge Kupfer, wie die tatsächlich benötigten Breitbandleitungen, s.u.). Das entspricht einer Kupfereinsparung von 76%.

Die Kostendynamik der dezentralen Linien-, Baum- und Ringnetze ist, wie schon in [4] erwähnt wurde, gegenüber den zentralen Sternnetzen ebenfalls günstiger. Aus Bild 2 [5] geht hervor, daß sich die dezentralen Ring-, Linien- und Baumnetze durch geringe Anfangsinvestitionen und durch Kosten, die der Teilnehmerzahl, also dem Systemausbau weitgehend proportional sind, auszeichnen. Die zentralen Sternnetze erfordern dagegen hohe Anfangsinvestitionen.

Bezüglich des Vergleichs der Leitungslängen könnte der Einwand erhoben werden, daß bei Ring- und Linienstrukturen die Vielfachnutzung der Leitungen notwendig ist und deshalb teurere bzw. materialaufwendigere Leitungen eingesetzt werden müssen. Tatsächlich wird dadurch der in Bild 1 gezeigte Vorteil der Ring- und Liniennetze teilweise reduziert. Im genannten Beispiel wurde bei der Simulation des einheitlichen Netzes eine symmetrische Leitung, die mit mindestens bis zu Bitraten von 2 Mbit/s betrieben werden kann, vorausgesetzt und an Hand des Aufwandes an Kupfer auf äquivalente NF-Leitung umgerechnet. Dabei verblieb der oben ausgewiesene, noch immer deutliche Gewinn.

Man sollte auch beachten, daß in Produktionsanlagen und in Bordsystemen, die zu den potentiellen Einsatzgebieten von lokalen Netzen gehören, wegen der dort auftretenden großen elektromagnetischen Störfelder ohnehin meist abgeschirmte Leitungen oder Lichtleiter, letztere auch zwecks galvanischer Entkopplung, verlegt werden müssen, die über eine hinreichend große Bandbreite verfügen.

Des weiteren erfordert auch die digitale Bildübertragung breitbandige Medien, die für schmalbandige Informationsübertragung mitgenutzt werden können.

Wägt man Leitungsaufwand und Kostendynamik sowie Netzplanung, Verkehrsverhalten und Zuverlässigkeit, die in [4] diskutiert wurden, gegeneinander ab, so ergibt sich, daß die Ring-, Linien- und Baumstrukturen für lokale Netze mit Integration solcher Nachrichtenarten wie Daten, Sprache und Bild vorteilhaft sind. Aber neben diesen gemeinsamen Vorteilen und auch neben den gemeinsamen Nachteilen (die nach Meinung des

Bild 1
Abhängigkeit der anteiligen Leitungslänge von der Teilnehmerzahl bei verschiedenen Netzstrukturen

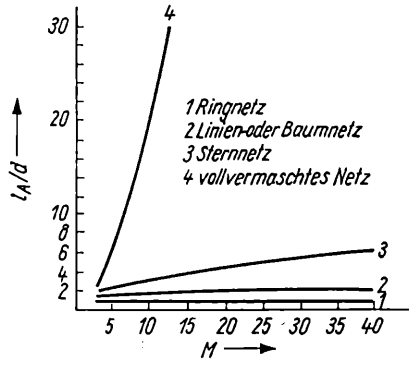
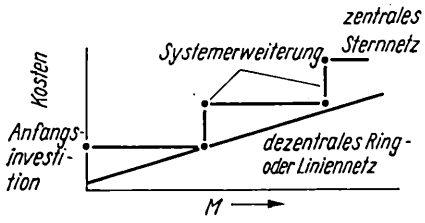


Bild 2
Kostendynamik zentraler und dezentraler Netze



Autors die Vorteile nicht aufwiegen) lassen sich für die Ring-, Linien- und Baumnetze auch unterschiedliche Vor- und Nachteile nennen. Das unidirektionale Ringnetz zeichnet sich durch den geringsten Leitungsaufwand aus. Bei Kabelbruch bzw. bei kurzzeitiger Unterbrechung bei Netzerweiterung erfolgt allerdings ein totaler Netzausfall. Der bidirektionale Ring hat eine hohe Zuverlässigkeit, erfordert aber einen Mehraufwand an Leitungen gegenüber dem unidirektionalen Ring. Beide Arten von Ringnetzen erfordern zusätzliche Einrichtungen zur Verhinderung eines Mehrfachumlaufs der Nachrichten. Des weiteren gibt es Zuverlässigkeitsprobleme beim aktiven Ring.

Das Liniennetz erfordert im allgemeinen doppelten leitungs- und schaltungstechnischen Aufwand gegenüber dem unidirektionalen Ring. Bei Leitungsbruch fällt aber nur ein Teil des Netzes aus. Ein Mehrfachumlauf von Nachrichten tritt nicht auf.

Dem Baumnetz (oder Verzweigungsnetz), das als Zusammenschaltung von Liniennetzen aufgefaßt werden kann (siehe Bild 3), sind die Vor- und Nachteile des Liniennetzes eigen. Netzerweiterungen sind im Baumnetz sehr einfach zu realisieren. Das Baumnetz erfordert aber im Gegensatz zum Liniennetz zusätzliche Steuereinrichtungen und gegebenenfalls auch Speicher in den Verzweigungsknoten.

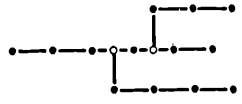


Bild 3. Baum- oder Verzweigungsnetz

3. Multiplex- und Zugriffsverfahren

Ring- und Linienstrukturen erfordern den Vielfachzugriff zu den Leitungen. Das Prinzip des Vielfachzugriffs sieht vor, daß der gesamte Nachrichtenfluß an allen Teilnehmern vorbeigeleitet wird. Jeder Teilnehmer erkennt an Hand bestimmter Kennzeichen die für ihn bestimmte Nachricht und entnimmt sie selbständig dem Nachrichtenfluß. Seine Nachrichten speist der Teilnehmer ebenfalls selbständig in den Nachrichtenfluß ein. Ein Vorteil des Vielfachzugriffs besteht darin, daß der Teilnehmer in Abhängigkeit von der Bandbreite seiner Information im Prinzip beliebig viele Kanäle belegen kann. Das erleichtert natürlich die Integration verschiedener Nachrichtenarten. Kennzeichen, an denen der Teilnehmer „seine" Nachricht erkennt, können die Frequenzlage (Frequenzmultiplex, FDM), die Zeitlage (Zeitmultiplex, TDM), ein bestimmtes Codemuster (Codemultiplex, CDM) oder auch Adressen, die der Nachricht vorangestellt werden (Adressenmultiplex), sein. In digitalen Übertragungssystemen ist Zeitmultiplex und im Zusammenhang mit der Paketvermittlung auch Adressenmultiplex üblich.

Eine bisher in der Praxis der leitungsgebundenen Übertragungs-

technik wenig genutzte Variante ist auch das Codemultiplexverfahren, das in [6] näher beschrieben wird. Es scheint auf Grund seines geringen Synchronisationsgrades und seiner einfachen technischen Realisierung trotz systembedingter Übertragungsfehler für kleine Systeme zur Übertragung von Sprache und langsamen Daten unter robusten Bedingungen geeignet zu sein.

Für Vielfachzugriffsysteme mit Durchschaltevermittlung erscheint das Zeitmultiplexverfahren mit Informationsrückführung nach [7] besonders günstig. Dabei wird ein zeitlicher Übertragungsrahmen in Zeitschlitze definierter Länge unterteilt. Der rufende Teilnehmer sendet in der Verbindungsaufbauphase über einen beliebigen freien Zeitschlitz einen Ruf an den gewünschten Empfänger. Dieser Ruf muß die Adressen des gerufenen und des rufenden Teilnehmers enthalten. Der gerufene Teilnehmer quittiert über einen anderen freien Zeitschlitz. Damit sind beide Zeitschlitze den Teilnehmern zur Übertragung der Nutzinformation für die Dauer der Verbindung zugeordnet.

Bei Paketvermittlung wird in Liniennetzen das CSMA/CD-Verfahren (carrier sense multiple access/collision detection) und in Ringnetzen das Token-Verfahren als vorteilhaft angesehen [8]. Beim CSMA/CD-Verfahren „hört" der Teilnehmer vor dem Senden in den Kanal hinein und stellt fest, ob bereits eine Übertragung stattfindet. Ist das nicht der Fall, so beginnt er, seine Nachricht zu senden, hört aber noch eine Zeitlang auf dem Übertragungskanal mit. Kollidiert seine Nachricht mit Nachrichten eines anderen, der zufällig zur gleichen Zeit zu senden begonnen hat, so brechen beide ihre Sendung ab und wiederholen einen Belegungsversuch zu einem späteren Zeitpunkt.

Beim Token-Verfahren wird von Teilnehmer zu Teilnehmer ein definiertes Bitmuster, das Token, weitergereicht. Ein sendewilliger Teilnehmer ersetzt das Token durch ein Nachrichtenpaket beliebiger Länge. Nach Abschluß der Übertragung muß das Token weitergesendet werden.

In Ringnetzen werden im Rahmen der Paketvermittlungstechnik auch das Daisy chaining, das Slot-Verfahren und Register Insertion angewendet. Beim Daisy chaining sind die Teilnehmer zusätzlich über spezielle Verbindungen gekoppelt, über die den einzelnen Teilnehmern Sendeberechtigungen erteilt werden. Beim Slot-Verfahren werden von einer zentralen Kontrolleinrichtung Pakete, sogenannte Empty-Packets, oder Zeitmultiplexrahmen gesendet. Eine sendewillige Station ersetzt ein leeres Paket durch ein bis zur vorgegebenen Länge gefülltes Paket. Der Empfänger leert das Paket und erzeugt ein neues Empty-Packet. Es ist auch möglich, daß ein fester Zeitschlitz innerhalb eines Zeitmultiplexrahmens vereinbart wird.

Bei Register-Insertion sind die Teilnehmer mit Sende-Empfangsspeicher ausgerüstet. Ein sendewilliger Teilnehmer speichert die auf den Ring ankommenden Pakete und sendet seine Pakete in den Ring. Danach werden die zwischengespeicherten Pakete wieder in den Ring eingeschleust. Somit „schiebt" also der sendewillige Teilnehmer seine Pakete zwischen die auf dem Ring ankommenden Pakete. Alle diese Verfahren, Token, Daisy chaining, Slot-Verfahren und Register-Insertion, gehören zu den kontrollierten, also kollisionsfreien Strategien [9].

Im Hinblick auf die Integration von Daten- und Sprachübertragung sollte man überlegen, ob man Datenpakete nicht auch nach dem Zeitmultiplexverfahren mit Informationsrückführung wortweise verschachtelt über Breitbandkanäle übertragen kann.

4. Vermittlungsprinzip

Wie bereits dargelegt, ist bei Sprach- und Bildübertragung die Durchschaltevermittlung durch ihre Zeittransparenz üblich und vorteilhaft. Daten werden ebenfalls oft nach dem Durchschalteprinzip vermittelt.

In letzter Zeit wird jedoch in der Literatur für Datenübertragungssysteme, und dabei auch ganz speziell für lokale Systeme, die Paketvermittlung gemäß der CCITT-Empfehlung X. 25 verlangt, um damit den Forderungen des Schichtenmodells der ISO für offene Systeme [9] [10] nachzukommen. So können solche Paketvermittlungssysteme wegen ihrer Speicherfähigkeit im Gegensatz zu Systemen mit Durchschaltevermittlung Übertragungsgeschwindigkeiten umsetzen, wodurch der Anschluß und die Kommunikation zwischen unterschiedlichen Datenendgeräten möglich wird. Weitere Vorteile von paketvermittelten Systemen sind die gute Kanalausnutzung, die Möglichkeit der Flußkontrolle und der Datensicherung (HDLC-Prozedur).

Nun erfolgt zwar durch die Einführung der digitalen Vermittlungstechnik und den damit verbundenen Übergang von der galvanischen Leitungsdurchschaltung zur virtuellen zeitgeteilten Durchschaltung bereits eine gewisse Annäherung der Durchschaltevermittlung an die Paketvermittlung, aber die bei der Paketvermittlung auftretenden zufälligen Verzögerungszeiten sind für eine Anwendung dieses Vermittlungsprinzips bei Sprachübertragung ungünstig. Im einzigen bekannten System mit Paketvermittlung bei Sprachübertragung [5] sind, um die Verzögerungszeiten klein genug zu halten, die Pakete so kurz, daß ein wesentlicher Vorteil der paketvermittelten Systeme, nämlich die gute Kanalausnutzung, wieder verloren geht.

Der Widerspruch zwischen Durchschaltevermittlung für Sprache und Bild und der international empfohlenen Paketvermittlung für Daten kann dadurch gelöst werden, daß man neben den Nachrichtenarten auch die Vermittlungsprinzipien integriert. So könnte man zum Beispiel als Grundprinzip die zeitgeteilte Durchschaltevermittlung auf der Basis von Systemen mit Zeitmultiplex und Informationsrückführung wählen. Dadurch stehen jedem Teilnehmer ein oder mehrere Kanäle bzw. Zeitschlitze zur Verfügung, die er wahlfrei belegen kann. Zusätzlich werden, ähnlich wie in Paketvermittlungssystemen, alle Netzknoten mit Speichern ausgerüstet. In der Verbindungsaufbauphase werden alle Netzknoten darüber informiert, welche Nachrichtenart übertragen wird. Bei Sprache und Bild behalten die Nachrichten den von ihnen belegten Kanal bis zur Verbindungsauslösung. Die Übertragung erfolgt ohne Zwischenspeicherung. Bei Daten dagegen ist eine Zwischenspeicherung und somit Geschwindigkeitsumsetzung, Datensicherung und Flußkontrolle möglich. Die Verbindung besteht dann nur für die Dauer eines Pakets.

5. Zusammenfassung

Neben dem Ausbau des landesweiten öffentlichen Fernsprechnetzes bei gleichzeitigem Übergang zur digitalen Übertragungs- und Vermittlungstechnik und dem Aufbau eines öffentlichen Datennetzes gewinnen auch die lokalen Netze im Zusammenhang mit der Automatisierung der Informationsprozesse in Produktion und Verwaltung immer mehr an Bedeutung.

Für die im wesentlichen erst noch aufzubauenden lokalen Netze erweist sich die Integration solcher Nachrichtenarten wie Daten, Sprache und Bild auf Grund der einheitlichen digitalen Signalform als vorteilhaft. Dabei bieten sich insbesondere die leitungssparenden Ring- und Liniennetze mit Vielfachzugriff an. Ein wesentliches Hindernis für die Integration der Nachrichtenarten sind die unterschiedlichen Vermittlungsprinzipien, die für die einzelnen Nachrichtenarten üblich sind bzw. empfohlen werden. Eine mögliche Lösung ist die Integration von Durchschalte- und Paketvermittlung in einem Netz .

Eingegangen am 25. Februar 1983 NaA 9051

Literatur

[1] Electronic message systems to pace office productivity gains in 1980s. Commun. News 18 (1981) 11, S. 30–31

[2] *Kaufhold, B.:* Nachrichtensysteme mit Vielfachzugriff und dezentraler Vermittlung – ein Überblick. Nachrichtentech., Elektron. 33 (1983) 6, S. 231 bis 234

[3] *Besier, H.; Heuer, P.; Kettler, G.:* Digitale Vermittlungstechnik. München Wien: R. Oldenbourg Verlag 1981

[4] *Kreß, D.:* Struktur und Funktionsweise von Nachrichtennetzen. Nachrichtentech., Elektron. 33 (1983) 6, S. 224–227

[5] *Braun, F.; Hafner, E.:* SILK-Konzept und allgemeiner Aufbau. Hasler-Mitteilungen (Firmenschrift) 40 (1981) 1, S. 3–6

[6] *Traskov, A.:* Anwendung des Codemultiplexprinzips in leitungsgebundenen Vielfachzugriffssystemen. Nachrichtentech., Elektron. 33 (1983) 6, S. 237 bis 239

[7] *Schenkel, K. D.:* Entwurf eines integrierten digitalen Nachrichtensystems mit Vielfachzugriff für ein beliebiges verzweigtes Breitbandnetz. AEÜ 27 (1973) 4, S. 168–176

[8] *Boell, H.-P.:* Lokale Netze – eine Komponentendarstellung. Nachrichtentech. Z. 34 (1981) 8, S. 492–495

[9] *Both, R.:* Lokale Netzwerke – Theorie und Praxis. nachrichten elektronik 36 (1982) 7, S. 282–288

[10] *Otto, J.:* Endgeräteschnittstellen der X-Serie. Nachrichtentech. Z. 35 (1982) 8, S. 504–510

Dr.-Ing. *Jörg Lange*, Technische Hochschule Ilmenau, Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik, 6300 Ilmenau, PSF 327

Digitale Nachrichtensysteme mit Vielfachzugriff und dezentraler Vermittlung – ein Überblick

B. Kaufhold, Ilmenau

Mitteilung aus der Technischen Hochschule Ilmenau, Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik

Prof. em. Dr.-Ing. *G. Ulrich* zum 70. Geburtstag gewidmet

Deskriptoren: PCM, Vermittlung, dezentral; Vielfachzugriff, Steuerung, Übertragungstechnik, Koaxialkabel, Lichtleiter

Das Nachrichtennetz der Zukunft wird ausschließlich digitale Signale übertragen und vermitteln. In der 1. Integrationsstufe des öffentlichen Netzes — dem IDN (integrated digital network) — werden die verschiedenen Dienste in getrennten Netzen nebeneinander angeboten werden. Erst in der 2. Ausbaustufe — dem ISDN (integrated services digital network) — wird eine Integration der Dienste durchgeführt werden, wobei sowohl alle bekannten als auch zukünftigen Schmal- und Breitbanddienste, wie Daten-, Bild-, Textkommunikation und Fernsprechen, einbezogen werden.

Die Entwicklung der Mikroelektronik führt zu einer immer komplizierteren Gestaltung der Teilnehmerendstellen, denen nunmehr Steuerungs- und Vermittlungsaufgaben zugeordnet werden können, so daß eine Dezentralisierung der Vermittlung vor sich geht.

Leitungsgebundene Nachrichtennetze mit Vielfachzugriff ermöglichen ohne komplizierte Vermittlungszentralen die Verbindung einer Vielzahl von Teilnehmern untereinander. Hauptanwendungsgebiete dieser neuen Technik sind die öffentlichen Breitbandnetze, der Teilnehmeranschlußbereich und die sogenannten Lokalen Netze LAN (local area network) oder auch Inhouse-Netze, die durch eng begrenzte geografische Ausdehnung charakterisiert und zwischen der Kommunikation im Weitverkehr und den im Nahbereich zu verbindenden Endgeräten (z. B. eines Rechners) eingeordnet werden. Daß die Lokalen Netze zum interessantesten Gebiet des Vielfachzugriffs gehören, dokumentieren die vielen Arbeiten von Wissenschaftlern verschiedener Firmen in der Welt. Es lassen sich denkbar viele ökonomisch günstige Einsatzfälle konstruieren, wobei z. B. Systeme für die moderne Bürokommunikation oder für hochgradig automatisierte Schiffe bedeutend sind, da unterschiedliche Informationen, wie Telefongespräche, Daten von und zu Groß- bzw. Mikrorechnern, Meßwerte, Alarmsignale, langsam bewegte Bilder usw. in einheitlicher digitaler Form verarbeitet werden müssen. Diese Signale können nach den Prinzipien des Frequenz-, Zeit- oder Codemultiplex in eine Verbindungsleitung eingespeist und an jeder beliebigen Stelle wieder entnommen werden. Gegenüber herkömmlichen sternförmigen Netzstrukturen werden leitungssparende Formen, wie das Linien-, Baum- oder Ringnetz, angewendet. Neben Kupferkabeln als Übertragungsmedium bietet der Lichtleiter wegen seiner Breitbandigkeit und Störunempfindlichkeit weitere Vorteile und wird deshalb vorwiegend eingesetzt.

Nachfolgend wird ein Überblick zu Nachrichtensystemen mit Vielfachzugriff im Bereich der LAN und öffentlichen Breitbandnetze gegeben. Ring- oder Verzweigungsnetze im Teilnehmeranschlußbereich digitaler Ortsnetze werden dabei nicht näher betrachtet. Diese Problematik wird z. B. in [1] untersucht. Über grundlegende Probleme der wichtigsten Komponenten von Nachrichtensystemen mit Vielfachzugriff wird in [2] [3] [4] berichtet. In [5] wird die Realisierung eines 2 Mbit/s-Nachrichtensystems mit Vielfachzugriff vorgestellt.

1. Stand der Technik

Die ersten Ideen zur multivalenten Nutzung des Übertragungskanals wurden bereits um die Jahrhundertwende mit den sogenannten party line und Konzentratoren [6] realisiert.

Erste Vorschläge zur Informationsübertragung in Ring- oder Baumnetzen wurden jedoch erst zu Beginn der 60er Jahre bekannt (z. B. [7]). Weitere Vorschläge folgten, deren Übersicht in [8] [9] angegeben werden. Hier werden insbesondere die Entwicklungen der zurückliegenden 5 Jahre betrachtet. Die wichtigsten Daten und Leistungsmerkmale der interessantesten Systemkonzeptionen sind in Tafel 1 zusammengestellt, auf die im folgenden noch näher eingegangen wird. Auf Vollständigkeit der Tafel kann wegen der Vielzahl bekannt gewordener Vielfachzugriffs-Systeme kein Anspruch erhoben werden. *Kafka* [10] gibt z. B. eine namentliche Zusammenstellung von über 40 paketvermittelten lokalen Netzen mit Bitraten von 5 kbit/s bis 100 Mbit/s. In der Diskussion der Tafel 1 werden u. a. der Aspekt der Integration der Dienste bzw. Nachrichtenarten und der Vergleich der Paket- und Durchschaltevermittlung berücksichtigt.

1.1. Ringnetze

SILK

Die schweizer Firma Hasler stellte 1981 ihr System für integrierte lokale Kommunikation SILK [11] vor, das die Integration von Daten-, Telegrafie- und Telefoniesignalen ermöglicht. SILK arbeitet mit adreßcodierten Datenpaketen in Zeitmultiplexbetrieb und überträgt eine Bitrate von 17 Mbit/s über eine sogenannte „verzopfte" aktive Ringleitung. Das Konzept zeigt eine Architektur in drei Ebenen, die Peripherie-, Verbindungs- und Transportebene genannt werden [12] [13] [14].

Man unterscheidet Haupt- und Lokalblöcke, die mit einem Mikroprozessor 8085 A ausgestattet sind und den gesamten Informationsaustausch kontrollieren. Das gesamte SILK-Konzept scheint eine sehr interessante Lösung darzustellen. Über Anwendungen wird u. a. in [15] berichtet.

BILNET

Eine Konzeption eines „bidirektionalen Lichtleiter-Lopp-Netzes" BILNET stellen *Ito* u. a. [16] vor. BILNET arbeitet als passives optisches Bussystem, das im Bedarfsfall als Ring geschaltet werden kann und deshalb exakterweise in eine Kategorie von Linien-Ring-Netzen eingeordnet werden müßte. Das Netz besteht aus Teilnehmerstationen und einer Zentralstation sowie einer Monitorstation zur Systemüberwachung. Die optischen Komponenten sind denen anderer passiver Lichtleitervielfachzugriffs-Systeme ähnlich. Die Übertragungsrate wird durch zusätzliche Anwendung des Wellenlängenmultiplex erhöht, d. h., es wird eine zweite Wellenlänge für Analogübertragung reserviert. Bei Verbesserung der passiven optischen Komponenten könnten größere Entfernungen (als angegeben) überbrückt werden.

OPAL

Einen weiteren Vorschlag eines Lichtleiterringnetzes stellte die japanische NTT [17] vor. Das optische Zugriffssystem OPAL arbeitet ebenfalls als passives Netz mit passiven Kopplern, die wegen der auftretenden Dämpfungen die Anzahl der Teilnehmerstationen einschränkten. Zur Diensteintegration und Netzerweiterung werden vier verschiedene Wellenlängen verwendet. Experimentelle Ergebnisse beziehen sich auf das „non repeating system", in dem auf einer Wellenlänge digitale Daten mit 24 Mbit/s übertragen werden und die anderen Wellenlängen für analoge Farb-TV, Sprachübertragung sowie für Alarmierungszwecke reserviert sind.

NEC-Loop

Mit diesem Produkt stellte die japanische Firma NEC ein Ringnetz für langsame (asynchrone) Datenübertragung bis 0,1 Mbit/s vor, das im Gegensatz zu den beiden letztgenannten passiven

Tafel 1. Nachrichtensysteme mit Vielfachzugriff

Netz	Öffentliche Breitband-Netze		Lokale		Schmalband Netze									
Bezeichnung	HHI-Projekt	300 Mbit/s-System	DIKOS	SILK	Ethernet	Fibernet	BILNET	OPAL	Datenring	NEC-Loop	Wangnet	FIPNET	Fujitsu-Loop	SIELOCnet
Netztopologie	aktive Verzweigung als Stern, Linie, Ring	aktive Verzweigung (als Linie realis.)	aktiver Stern und Linie	aktiver Ring	passive Linie	passiver Stern (Linie Ring)	passiver Ring/Linie	passiver Ring	aktiver Ring	aktiver Ring	Linie	aktiver Ring	aktiver Ring	passiver Stern
Dienste bzw. Nachrichtenarten	digital/analog: Fernsprechen, Bildfernsprechen, Color-TV, Daten, Stereorundfunk	digital: Fernsprechen Bildfernsprechen, TV(s/w), Uhrzeit, Rundfunk	digital: Fernsprechen, Daten	digital: Fernsprechen Daten	digital: Daten	digital: Daten	digital/analog: Daten Ind.-TV	digital/analog: Daten Fernspr. Color-TV	digital: Daten	digital: Daten	digital/analog: Daten Video	digital: Daten ITV Sprache	digital: Daten Sprache	digital: Daten
Informationsrate (digital Mbit/s)	Ferntrasse: 560 Tln-Schleife: 280, 140, 17, 10	300	10	17	10	150	2	24	8	0,1	12	10	17	16
Übertragungsmedium	LL, (Koax)	Koax	LL	Koax (LL)	Koax	LL	LL	LL	LL	LL	Koax	LL	LL	LL
Tln-Entfernung (km)			1	0,2	0,5	0,5	1	1	2	1		5	7	0,6
Dämpfung (dB/km)							3	4		5			3	
Vermittlungsverfahren	Durchschalte-Vermittlung (DV)	DV	DV	Paketvermittl. (PV)	PV	PV	DV	DV	DV	DV	PV/DV	PV	PV	PV
Multiplex Zugriff	TDM, FDM	TDM	TDM	TDM dynam. Kap.-zuteilung	TDM CSMA/CD	TDM CSMA/CD	TDM/WDM	TDM/WDM	TDM	TDM	FDM/TDM CSMA/CD	TDM	TDM	TDM CSMA/CD
Zeitplatzorganisation	280 Mbit/s-Schleife:			Paketformat: Kopf: 1 Okt. Adr.: 2 Okt. Dat.: var. Okt. Rückadr. 2 Okt. max. je Paket 16 Oktette (d.h. 88 bit)	Paketformat E-Adresse A-Adresse Typenfeld Information Rahmentakt minimal maximal	6 Byte 6 Byte 2 Byte 46 bis 1500 Byte 4 Byte 64 Byte 1518 Byte	15 Kanäle asynchron					Paketformat 1023/1024 bit		
Rahmen (ZS)	4×1024	4096	128					16×17	10					
Zeitschlitz	34	18	20					11	12,5/13,5					
Synch. (bit)	1	1	3					1	2,5					
Signalkenn.	1	1	1					2	0					
Information	32	16	16					8	10					
Adresse (bit)	12		12											
Steuerung Überwachung	festverdraht./ Mikroproz./ zentral	festver./ Mikroproz. dezentral	Mikroproz. zentral	Mikroproz. zentral			zentral	zentral	festverdr. zentral	zentral		Mikroproz. zentral	Mikroproz. zentral	Mikroproz. dezentral
Anmerkungen	analoges und digitales Breitbandnetz als Versuchssystem	Versuchssystem	auch Paketübertragung möglich	Zuverlässigkeitserhöhung durch Verzopfung der Leitungen	bisher bekannteste Version von PV und Vielfachzugriff	Weiterentwicklung von Ethernet in ÜT und Netzstruktur	feste Kanalzuordnung, WDM mit 2 λ	Burst-Repeater System mit 8 Mbit/s wird auch untersucht; WDM mit 4 λ			Breitbandbus 3 Frequenzbereiche: Wang, Interconnect, Utility-Band	synchron-asynchrone Daten (Breit- und Schmalband)		Großrechnerverbund, 16facher Sternkoppler
Firma	Heinrich-Hertz-Institut	Telefunken	Telefunken	Hasler	Xerox	Xerox	Mitsubishi	NTT	Akad. d. Wiss.	NEC	Wang Labs.		Fujitsu	Siemens
Land	Westberlin	BRD	BRD	Schweiz	USA	USA	Japan	Japan	UdSSR	Japan	Japan		Japan	BRD
Jahr (der Veröffentl.)	1978	1978	1981	1981	1976	1978	1981	1980	1982	1981	1982	1982	1982	1983
Literatur	[23] [24]	[25]	[26]	[11] [12]	[29]	[31]	[16]	[17]	[22]	[18]	[10]	[19] [20]	[21]	[32]

Systemen aktive Buskoppler verwendet. Untersuchungen zu Pulsbreitenverzerrungen und Jitter führten zu dem Ergebnis, daß insgesamt 72 Stationen angeschlossen werden können, um die Störungen in Grenzen zu halten. Zur automatischen Pulsbreitenregelung wird das Quellensignal in den Pilot-Pulse-Insertion-Code umgewandelt, der als Regelgröße verwendet wird.

FIPNET

Giozza und *Noguez* [19] stellten FIPNET als ein lokales Netz mit Lichtleiterübertragung vor, dessen Systemdaten auch in [20] angegeben werden. Als aktives Netz realisiert, können wahlweise Nachrichtenarten mit 64 kbit/s, 1 Mbit/s, 2 Mbit/s, 5 Mbit/s und 6,5 Mbit/s übertragen werden. Das heißt, je nach Bedarf können z. B. entweder 24 Duplex-Sprachkanäle oder eine Duplex-Videotelefonverbindung geschaltet werden. Außerdem können noch Breitbanddaten bis 6,5 Mbit/s übertragen werden, so daß sich eine Gesamtbitrate von 9,8 Mbit/s ergibt. Die Nachrichtenpakete haben eine konstante Länge von 1023 bzw. 1024 bit, die sowohl asynchron als auch synchron übertragen werden können.

Fujitsu-Loop

Ein aktives Lichtleiterringnetz zur Datenübertragung in einem Energie-Kontroll-System bietet die japanische Firma Fujitsu an. Neben Daten können auch Fernsprechverbindungen geschaltet werden. Das System ist in seinen Eigenschaften auf die Besonderheiten des Energienetzes zugeschnitten, bietet jedoch alle Möglichkeiten eines diensteintegrierten Netzes mit Vielfachzugriff, das bei zukünftigen Untersuchungen auf Videoübertragung u. a. erweitert werden soll. Es wird eine Unterteilung der Rahmenstruktur der Datenpakete in zwei Schichten oder Protokollstufen vorgenommen, was einer bestmöglichen Anpassung der Zusammenschaltung verschiedener Quellensignale von unterschiedlichen Endgeräten entsprechen würde. Über Anwendung und Ergebnisse eines Feldversuchs im Netz der Sapporo City Transit Autority wird in [21] berichtet.

Datenringnetz

Auch in der UdSSR werden Untersuchungen zur Datenübertragung in Ringnetzen durchgeführt. *Abramov* [22] berichtet über ein aktives Lichtleiterringnetz, das 10 Teilnehmerstationen (Rechner) mit einer Bitrate von jeweils 800 kbit/s verbindet. Gegenüber bekannter wortweiser Multiplexbildung wird hier eine bitweise Verschachtelung der Kanäle durchgeführt. Die Steuerung des vorgestellten Ringnetzes ist festverdrahtet und soll zukünftig durch Mikroprozessorsteuerung ersetzt werden.

1.2. Linien- und Verzweigungsstrukturen

HHI-Projekt

Das im westberliner Heinrich-Hertz-Institut durchgeführte Projekt „Breitbandkommunikation mit optischen Kanälen" umfaßt zum einen ein vollständiges digitales integriertes Nachrichtennetz mit dezentraler Vermittlung und zum anderen ein analog vermittelndes System konventioneller Struktur mit einer Erweiterung für Breitbanddienste. An diesem Projekt waren verschiedene BRD-Firmen beteiligt.

Erste Versuchsergebnisse wurden in [23] [24] vorgestellt. Im interessierenden digitalen Teilnetz wird eine Integration beliebiger Dienste eines öffentlichen Netzes realisiert. Die Struktur des digitalen Netzes entspricht einem Quasi-Baum, über dessen Knoten, die als Vorfeldeinrichtungen aufgebaut sind, die einzelnen Teilnehmerliniennetze miteinander verbunden werden. Bitraten bis zu 280 Mbit/s werden in den Breitbandteilnehmerschleifen übertragen. In das Projekt einbezogene Schmalbandschleifen mit 10 und 17 Mbit/s sind eigenständige Netze mit eigener Zeitplatzorganisation, die über Überleiteinrichtungen mit dem Gesamtnetz verbunden werden können.

300-Mbit/s-System

Ein experimentelles 300-Mbit/s-Nachrichtensystem stellten *Herzig* u. a. (AEG-Telefunken) [25] vor, das als Liniennetz realisiert wurde. Die Übertragung der verschiedenen Dienste geschieht hier (wie in [23]) nach dem Zeitmultiplexverfahren mit Informationsrückführung. Die Steuerung ist in einen schnellen festverdrahteten Hardwareteil und in einen langsamen Mikroprozessor-Steuerungsteil aufgeteilt worden. Als Übertragungsmedium kann sowohl Koaxial- als auch Lichtleiterkabel verwendet werden.

Zweifellos sind die hier genannten Breitbandnetze von AEG-Telefunken und vom Heinrich-Hertz-Institut interessante Alternativen zukünftiger integrierter Nachrichtennetze, die sich jedoch z. Z. aus ökonomischen Gründen noch nicht durchsetzen konnten.

DIKOS

Neben dem vorgestellten Breitbandnetz mit dezentraler Vermittlung beschäftigt man sich bei AEG-Telefunken auch mit Schmalbandsystemen im lokalen Bereich. Hier soll das System DIKOS [26] vorgestellt werden, das sich nur geringfügig vom System TELELUX [27] unterscheidet, mit dem auch eine Analogübertragung möglich ist, und das als Schmalbandschleife im HHI-Projekt Anwendung fand. In DIKOS können entweder 128 Zeitkanäle zu je 64 kbit/s oder 256 Kanäle zu je 32 kbit/s bereitgestellt werden. Das Leitungsnetz kann sowohl linien- als auch sternförmig ausgelegt werden. Die Steuerung in den dezentralen Busstationen übernimmt der Mikroprozessor 8085, der bis zu 16 unabhängige Teilnehmer gleichzeitig bedienen kann. DIKOS ist Bestandteil des Telefunken-Verbundsystems ATLAS und wird u. a. im Rechnerverbund eingesetzt [28].

Ethernet

Bereits 1976 stellte die Firma Xerox in den USA ein neues Konzept für moderne Inhouse-Netze vor, das im Gegensatz zu den vorgestellten Liniennetzen mit Durchschaltevermittlung die Information von 10 Mbit/s paketweise vermittelt. Bekannt als Ethernet, kann das System eine jahrelange erfolgreiche Erprobung vorweisen. Gegenüber dem Token-Zugriffsverfahren in Ringsystemen wird hier das CSMA/CD-Verfahren angewendet, das unkoordiniert mit stochastischen Methoden auf den Bus zugreift und bei burstartigem Verkehrsaufkommen besonders gut geeignet erscheint. Grundausführungen von Ethernet, zugehörige Terminals und Weiterentwicklungen bzw. Lizenzprodukte werden in einer Vielzahl von Veröffentlichungen diskutiert. So produziert z. B. die Firma Siemens als EMS-Busnetz eine Weiterentwicklung des Ethernet-Konzepts [30].

Fibernet

Für schnelle Datenübertragungen entwickelte die Firma Xerox das System Fibernet [31], das bis zu 150 Mbit/s über 0,5 km Lichtleiterkabel übertragen kann. Das Netz kann als Ring-, Linien- oder Sternnetz konzipiert werden. Dabei entspräche die Linienstruktur einem optischen Ethernet. Das in [31] vorgestellte Experimentalsystem wurde als passives transmissives Sternnetz mit einem 19-fachen optischen Sternkoppler realisiert. Die Protokollstruktur entspricht dem Ethernet-Konzept. Ein wesentlicher Nachteil dieses passiven Sternnetzes ist die geringe Anzahl von Teilnehmerstationen.

SIELOCnet

Eigene Untersuchungen der Firma Siemens zu Problemen Lokaler Netze führten zu dem passiven optischen SIELOCnet [32], das als sternförmiges Versuchsnetz mit 16 Teilnehmern (Rechnern) realisiert wird. Mit verbesserter Technologie könnten noch mehr Teilnehmer angeschlossen oder größere Entfernungen überbrückt werden. Ein Netzwerk-Kontroller übernimmt die Aufgaben der Schnittstelle zum Übertragungsmedium und zum Großrechner und besteht aus drei Abschnitten.

Es werden verschiedene Zugriffsverfahren zugelassen. Das Protokoll besteht aus 5 Ebenen entsprechend dem OSI-Schichten-Modell. Das Betriebssystem nennt sich DINOS und ist modular aufgebaut.

Wangnet

Das von der Firma Wang Labs. entwickelte Wangnet gilt als Breitbandnetz, das mit verschiedenen Zugriffsverfahren arbeitet, wobei das verwendete Frequenzband in 3 Bereiche unterteilt wird. Im sogenannten Wang Band können nur herstellerspezifische Geräte über das CSMA/CD-Verfahren miteinander verbunden werden. Das Frequenzmultiplexverfahren im Interconnect-Band gewährleistet die Verbindung von 256 Kanälen mit 9,6 kbit/s Datenrate. Weiterhin können bis zu 7 fest zugeordnete Videokanäle im Utility Band übertragen werden. Insgesamt sind 65 535 Teilnehmer anschließbar.

2. Ausblick

Nachrichtensysteme mit Vielfachzugriff und dezentraler Vermittlung werden in zukünftigen Netzen eine bedeutende Rolle spielen. Wie der Überblick zum Stand der Technik zeigt, beschäftigt man sich weltweit mit den Lokalen Netzen (LAN). In öffentlichen Breitbandnetzen werden gegenwärtig noch nicht alle Vorteile des Vielfachzugriffs wirksam; der ökonomische Aufwand ist sehr hoch.

Die Entwicklung der LAN zeigt deutlich das Herangehen aus zwei verschiedenen Richtungen. Die Vertreter der öffentlichen Netze schlagen eine Integration von Schmal- und Breitbanddiensten vor und wählen das Prinzip der Durchschaltevermittlung. Die Paketvermittlung ist auf die Rechentechnik bzw. die Datenübertragung zugeschnitten, so daß die Hersteller von Datenendgeräten u.a. das Prinzip der Paketvermittlung vorschlagen. Internationale Normungsgremien, wie das CCITT, werden dazu beitragen, daß beide Vermittlungsprinzipien in einem Netz verwendet werden können. Auch die Netzstruktur ist nicht einheitlich. So kann festgestellt werden, daß insbesondere die japanischen Firmen das Ringnetz vorschlagen bzw. amerikanische und westeuropäische Hersteller das Linien- oder Sternnetz als Netzstruktur wählen. Auch die nächsten Jahre lassen noch einige Überraschungen auf dem Gebiet der LAN erwarten.

An der Technischen Hochschule Ilmenau sind ebenfalls Laboruntersuchungen zu einem Nachrichtensystem mit Vielfachzugriff durchgeführt worden. Über erste Ergebnisse wird, wie bereits erwähnt, im vorliegenden Heft [5] berichtet.

Eingegangen am 4. März 1983 NaA 9061

Literatur

[1] ISSLS 80 The international Symposium on Subscriber loops and services. München 1980, NTG-Fachberichte Band 73, Berlin: VDE-Verlag GmbH 1980

[2] *Kreß, D.:* Struktur und Funktionsweise von Nachrichtennetzen. Nachrichtentech., Elektron. 33 (1983) 6, S. 224–227

[3] *Lange, J.:* Integration verschiedener Nachrichtenarten in digitalen lokalen Nachrichtennetzen. Nachrichtentech., Elektron. 33 (1983) 6, S. 228–230

[4] *Traskov, A.:* Anwendung des Codemultiplexprinzips in leitungsgebundenen Vielfachzugriffssystemen. Nachrichtentech., Elektron. 33 (1983) 6, S. 237 bis 239

[5] *Schubert, R.:* Nachrichtensystem für lokale Kommunikation. Nachrichtentech., Elektron. 33 (1982) 6, S. 234–237

[6] *Hebel, A.:* Selbstanschlußtechnik. München, Wien: R. Oldenbourg Verlag 1982

[7] *Unk, J. M.:* Communications networks for digital informations. IRE Trans. 8 (1960), S. 207–214

[8] *Nocker, R. H.:* Zeitmultiplex-Durchschalte-Vermittlungsnetz mit Vielfachzugriff und leitungsgebundener Signalübertragung. Dissertation TU München 1981

[9] *Herold, W. E.; Ohnsorge, H.:* Optical-fibre system with distributed access. IEEE Trans. on Comm. 68 (1980) 10, S. 1309–1315

[10] *Kafka, G.:* Lokale Netzwerke – die Basis für integrierte Informations-Systeme. Elektronik 31 (1982) 19, S. 88–96

[11] *Jeschko, A.:* SILK – System für integrierte lokale Kommunikation. Hasler Mitteilungen 40 (1981) 1, S. 1 u. 2

[12] *Braun, F.; Hafner, E.:* SILK – Konzept und allgemeiner Aufbau. Hasler Mitteilungen 40 (1981) 1, S. 3–6

[13] *Braun, F.;* u.a.: SILK – Transportebene. Hasler Mitteilungen 40 (1981) 1, S. 7–13

[14] *Ambrus, A.; Forss, B.:* SILK – Verbindungsebene und Peripherieebene. Hasler Mitteilungen 40 (1981) 1, S. 14–20

[15] *Hege, H.,* u.a.: SILK für Bürokommunikation: Systemanalyse im Heinrich-Hertz-Institut Berlin. Hasler Mitteilungen 40 (1981) 1, S. 27–30

[16] *Ito, K.,* u.a.: Bidirectional fibre optic loop – structured network. El. Letters 17 (1980) 2, S. 84–86

[17] *Saruwatari, M.,* u.a.: Optically accessing loop (OPAL) network using Wavelenght – Division – Multiplexing technology. ICC 1980 Seattle, USA, Bd. 2, S. 28.6.1–28.6.6

[18] *Kajitani, M.,* u.a.: Single fibre bidirectional data bus loop. NEC research and development 60 (1981) 1, S. 1–5

[19] *Giozza, W., F.; Noguez, G.:* FIPNET: a 10 Mbps optics local network. Comput. Commun. Review 12 (1982) 2, S. 6–20

[20] *Zweigboim, P. I.:* Kolzewaja wolokonno – optitscheskaja sistema peredatschi dannych na 10 Mbit/s. Peredatscha Informazii (1983) 1, S. 16–24

[21] *Kuga, M.,* u.a.: Optical loop data highway for subway power control system. FUJITSU Scientific and Technical Journal 18 (1982) 2, S. 141–157

[22] *Abramov, W. W.,* u.a.: Kolzewaja wolokonno – optitscheskaja systema zifrowych kanalov. Radiotechnika 37 (1982) 2, S. 48–50

[23] *Matt, H. J.; Fußgänger, K.:* Integrated Broad-Band Communication using optical networks – Results of an experimental study. IEEE Trans. on Commun. 29 (1981) 6, S. 868–885

[24] *Haller, U.; Matt, H. J.:* Das Projekt Breitbandkommunikation mit optischen Kanälen. Vortragsband 25 Jahre HHI, Mai 1978, S. 100–116

[25] *Herzig, W.; Hildenbrand, R.; Prögler, H.:* Ein experimentelles 300 Mbit/s-Nachrichtensystem mit dezentraler Vermittlung. Nachrichtentech. Z. 31 (1978) 1, S. 63–66

[26] *Reim, A.; Schenkel, K. D.:* Digitales Kommunikationssystem DIKOS. Nachrichtentech. Z. 34 (1981) 10, S. 658–663

[27] TELELUX, Optisches Übertragungssystem mit Lichtleiterkabel. Firmenschrift, AEG-Telefunken 1981

[28] *Reim, A.; Scherfel, T.:* Rechnerverbund mit dem lokalen Kommunikationssystem DIKOS. NTG-Fachberichte Band 80 (1982), S. 157–164

[29] *Metcalfe, R. M; Boggs, D. R.:* Ethernet: Distributed packet switching for local computer networks. Commun. of the ACM 19 (1976) 7, S. 395–404

[30] *Fromm, I.:* Local Area Networks – Hochgeschwindigkeitsnetze für die Bürokommunikation. telcom report 5 (1982) 2, S. 66–71

[31] *Rawson, E. G.; Metcalfe, R. M.:* Fibernet: Multimode optical fibers for local computer networks. IEEE Trans. on Commun. 26 (1981) 7, S. 983–990

[32] *Stock, P. A.:* Kommunikationsnetz mit optischem Bussystem. Siemens Forschungs- und Entwicklungs-Berichte 12 (1983) 1, S. 11–15

Dr.-Ing. *Benno Kaufhold,* Technische Hochschule Ilmenau, Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik, 6300 Ilmenau, PSF 327

Nachrichtensystem für lokale Kommunikation

R. Schubert, Ilmenau

Mitteilung aus der Technischen Hochschule Ilmenau, Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik

Prof. em. Dr.-Ing. *G. Ulrich* zum 70. Geburtstag gewidmet

Deskriptoren: PCM, Vermittlung, dezentral, Vielfachzugriff, leitungsgebunden, Steuerung

Bei der Entwicklung von Kommunikationssystemen ist ein Trend zur Integration verschiedener Dienste in einem System zu erkennen. Durch die Verfügbarkeit von hochintegrierten Schaltkreisen werden diese Systeme mehr oder weniger modular aufgebaut, was sich u.a. günstig auf die Zuverlässigkeit auswirkt. Systeme mit verteilter Vermittlung, bei denen im Extremfall jedem Endgerät eine eigene Steuereinrichtung zum Aufbau und zum Auslösen von Verbindungen zugeordnet ist, sind in jüngster Zeit vor allem als lokale Kommunikationssysteme entwickelt worden [1]. Im folgenden wird ein Modell eines Nachrichtensystems mit verteilter Vermittlung für lokale Kommunikation vorgestellt.

1. Netzstruktur und Multiplexsignal

Die Netzstruktur dieses Nachrichtensystems für lokale Kommunikation ist in Bild 1 gezeigt. Es handelt sich um ein sogenanntes Liniennetz. Die Linie, das Übertragungsmedium für das digitale Zeitmultiplexsignal, ist in eine Sendeleitung und in eine Empfangsleitung aufgeteilt, die am Punkt A miteinander verbunden sind. Die Teilnehmerstationen TS sind sowohl an die Sendeleitung als auch an die Empfangsleitung angeschaltet. Es ist vereinbart, daß die TS auszusendende digitale Signale nur in das Multiplexsignal der Sendeleitung einfügen und nur über die Empfangsleitung digitale Signale empfangen dürfen. Durch diese Vereinbarung wird erreicht, daß jede TS über die Empfangsleitung den aktuellen Belegungszustand im gesamten Netz prüfen kann und damit informiert ist, ob ein Verbindungsaufbau zu einer anderen TS möglich ist. Diese Art des Multiplex-

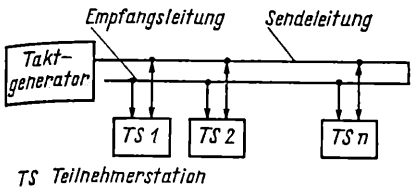


Bild 1
Netzstruktur

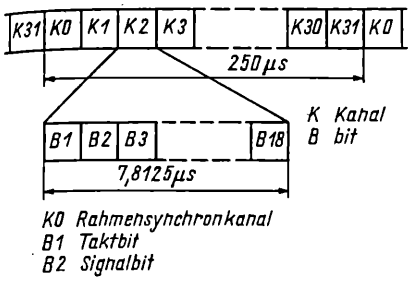


Bild 2
Rahmen- und Kanalaufbau

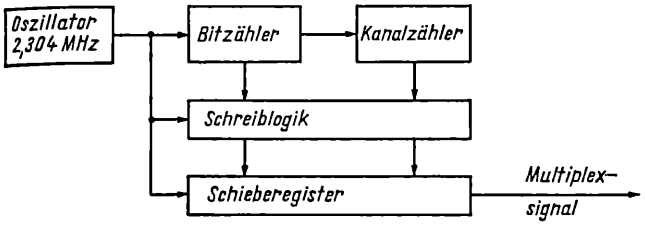


Bild 3. Taktgenerator

prinzips nennt man Zeitmultiplex mit Informationsrückführung [2].

Die Rahmenfrequenz des digitalen Zeitmultiplexsignals beträgt 4 kHz (Bild 2) und ist in 32 Kanäle zu je 18 bit unterteilt. Daraus ergibt sich die Bitrate von 2,304 Mbit/s. Im Kanal 0 wird zum Zweck der Synchronisation der TS ständig ein Rahmensynchronsignal übertragen. Die 18 bit eines jeden Kanals haben die im folgenden angegebene Bedeutung.

B 1 ist das Taktbit, das in jeden Kanal auf High gesetzt ist. Das ist zur Aufrechterhaltung der Taktgewinnungsschaltungen in den TS notwendig, da alle anderen Bit nicht gesetzt werden, wenn die Kanäle unbelegt sind.

B 2 ist das sogenannte Signalbit, aus dem erkennbar ist, welche Bedeutung die nachfolgenden 16 bit des Kanals (B 3 bis B 18) haben. Hat das Signalbit den Wert „Low", so stellen die nachfolgenden 16 bit ein vermittlungstechnisches Signal dar, das für den Aufbau bzw. Abbau von Verbindungen von Bedeutung ist. B 13 bis B 18 geben dabei als Kennung an, um was für ein vermittlungstechnisches Signal es sich handelt, und die B 3 bis B 12 dienen zur Übermittlung der Adresse der rufenden bzw. gerufenen TS.

Hat das Signalbit den Wert „High", so sind die nachfolgenden 16 bit ein Nutzsignal für den Informationsaustausch zwischen den Benutzern der Teilnehmerstationen. Bei einer Sprachübertragung stellen die 16 bit 2 Abtastwerte zu je 8 bit dar, um auf Grund der Rahmenfrequenz von nur 4 kHz trotzdem das PCM-Sprachsignal mit einer Bitrate von 64 kbit/s übertragen zu können.

2. Baugruppen des Nachrichtensystems

2.1. Taktgenerator

Durch den Taktgenerator wird das Multiplexsignal mit einer Bitrate von 2,304 Mbit/s erzeugt (Bild 3).

Ein Oszillator, der mit einer Frequenz von 2,304 MHz schwingt, taktet einen Bitzähler und einen Kanalzähler. Der Bitzähler hat einen Zählumfang von 18 entsprechend der Anzahl der Bit je Kanal und der Kanalzähler einen von 32 entsprechend der Anzahl der Kanäle je Rahmen.

Die Schreiblogik bewirkt, daß genau im Kanal 0 die festgelegte Codierung des Rahmensynchronsignals in das Schieberegister parallel eingeschrieben wird und in allen anderen Kanälen nur jeweils das B 1 auf High gesetzt wird. Das Schieberegister wird seriell mit einer Taktfrequenz von 2,304 MHz ausgelesen, und dieses ausgelesene Multiplexsignal wird als RZ-Signal in die Sendeleitung des Liniennetzes eingespeist.

2.2. Teilnehmerstation

Die Aufgabe einer TS (Bild 4) besteht darin, daß sie alle Steuer- und Vermittlungsfunktionen für den sie benutzenden Teilnehmer durchzuführen hat. Im einzelnen gehören dazu

— die Gewinnung des Taktes von 2,304 MHz aus dem Multiplexsignal
— die Synchronisation auf den Zeitmultiplexrahmen (auf Sende- und Empfangsleitung getrennt)
— die Erkennung von vermittlungstechnischen Signalen für den Aufbau und das Auslösen von Verbindungen (nur auf der Empfangsseite)

Bild 4. Teilnehmerstation

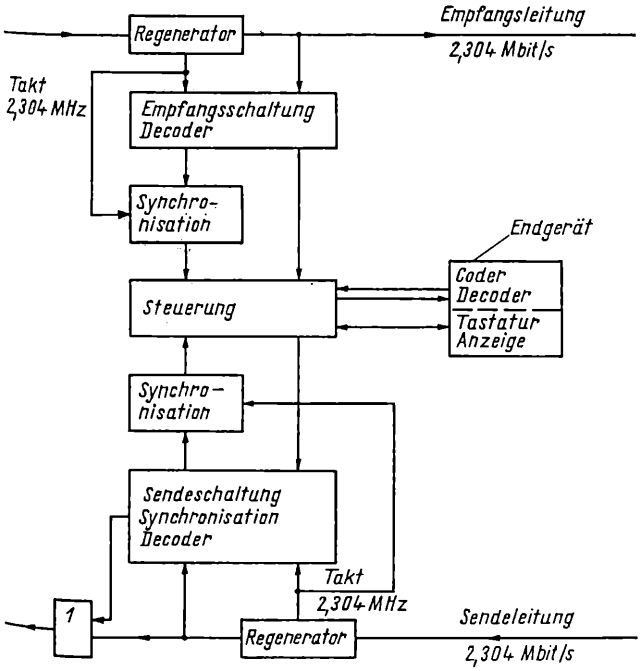
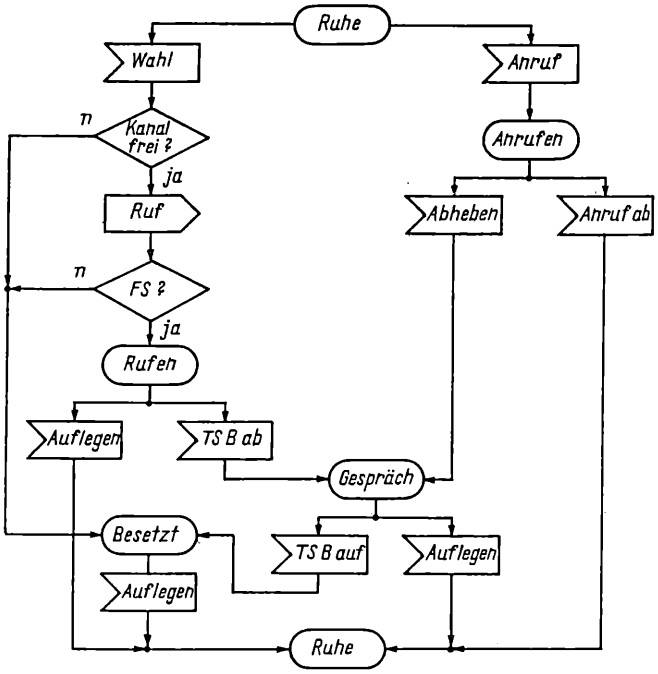


Bild 5. Zustandsdiagramm Kanalsystem
FS Freisignal; TSB ab gerufene Teilnehmerstation abgehoben; TSB auf gerufene Teilnehmerstation aufgelegt



— die Entnahme bzw. das Einfügen von Signalen aus dem bzw. in den richtigen Kanal
— die Erzeugung von vermittlungstechnischen Signalen
— die Analog-Digital- und Digital-Analog-Wandlung der Sprachsignale und
— die Überwachung der Teilnehmeraktionen am Bediengerät.

2.2.1. Regenerator

Der Regenerator hat, wie bekannt, die durch die Leitung verzerrten Impulse zu entzerren und zu Rechteckimpulsen zu formen. Der dazu notwendigerweise in einer Taktgewinnungsschaltung erzeugte Bittakt von 2,304 MHz wird ebenfalls den verschiedenen Baugruppen der TS zugeführt.

2.2.2. Empfangsschaltung mit Decoder und Synchronisation

Das auf der Empfangsleitung ankommende Multiplexsignal wird fortlaufend in ein Schieberegister mit einer Länge von 18 bit eingelesen. Das ist notwendig, um bei einer Störung das Rahmensynchronsignal wieder zu erkennen und eine Neusynchronisation auf den Rahmen des Multiplexsignals durchzuführen. Das Rahmensynchronsignal wird durch einen Decoder erkannt und daraufhin wird in der Synchronisation der Zähler so eingestellt, daß er synchron mit dem Rahmen des Multiplexsignals arbeitet. Dieser Zähler besteht, wie auch der in der Synchronisation der Sendeseite, aus einem Bit- und einem Kanalzähler. Die Synchronisation gilt als eingerastet, und die Steuerung wird freigegeben, wenn das Rahmensynchronsignal in drei aufeinanderfolgenden Multiplexrahmen an der gleichen Stelle erkannt wurde. Die 5 bit des Kanalzählers geben an, aus welchem Kanal die 18 bit zum Zeitpunkt des ausdecodierten B 18 des Bitzählers an den Parallelausgängen des Schieberegisters der Empfangsschaltung stehen. Durch den Decoder werden des weiteren die vermittlungstechnischen Signale wie z. B. Anruf, freier Kanal, Besetzt- und Freisignal usw. erkannt, wobei der Decoder für diese Signale mit B 18 des Bitzählers maskiert ist.

2.2.3. Sendeschaltung mit Syn-Decoder und Synchronisation

Aus gleichem Grunde wie bei der Empfangsschaltung wird das Multiplexsignal der Sendeleitung fortlaufend in das Sendeschieberegister mit einer Länge von ebenfalls 18 bit eingelesen. Soll von der TS ein Signal ausgesendet werden, so wird es an die 18 Paralleleingänge des Sendeschieberegisters angelegt. Ein von der Steuerung entsprechend dem Sendekanal freigegebener und von der Sendeschaltung erzeugter Schreibimpuls bewirkt das Paralleleinschreiben in das Sendeschieberegister. Es wird mit 2,304 MHz ausgelesen, und über die Oder-Schaltung werden die eingelesenen 18 bit in den gewünschten Kanal des Multiplexsignals der Sendeleitung eingefügt.

2.2.4. Steuerung

Voraussetzung für den Betrieb der Steuerung und damit der gesamten Teilnehmerstation ist der Synchronismus sowohl auf der Empfangsseite als auch auf der Sendeseite. Ist das nicht der Fall, so wird die Steuerung blockiert. Die Station stört dann den Betrieb im gesamten Netz nicht, kann aber auch nicht selbst aktiv werden und reagiert nicht auf an sie gerichtete Rufe.
Die Steuerung veranlaßt die Aussendung der vermittlungstechnischen Signale entsprechend dem festgelegten Ablauf in Abhängigkeit von den empfangenen vermittlungstechnischen Signalen bzw. den Aktionen der Teilnehmer am Endgerät. Des weiteren informiert sie die Teilnehmer durch die Anzeige am Endgerät über den Stand des Verbindungsaufbaues bzw. des Auslösens einer Verbindung.
Nach Aufbau einer Verbindung verbindet die Steuerung die Parallelausgänge B 3 bis B 18 des Empfangsschieberegisters mit der Decoderschaltung des Endgerätes und die Coderschaltung des Endgerätes mit den Paralleleingängen B 3 bis B 18 des Sendeschieberegisters.

2.2.5. Endgerät

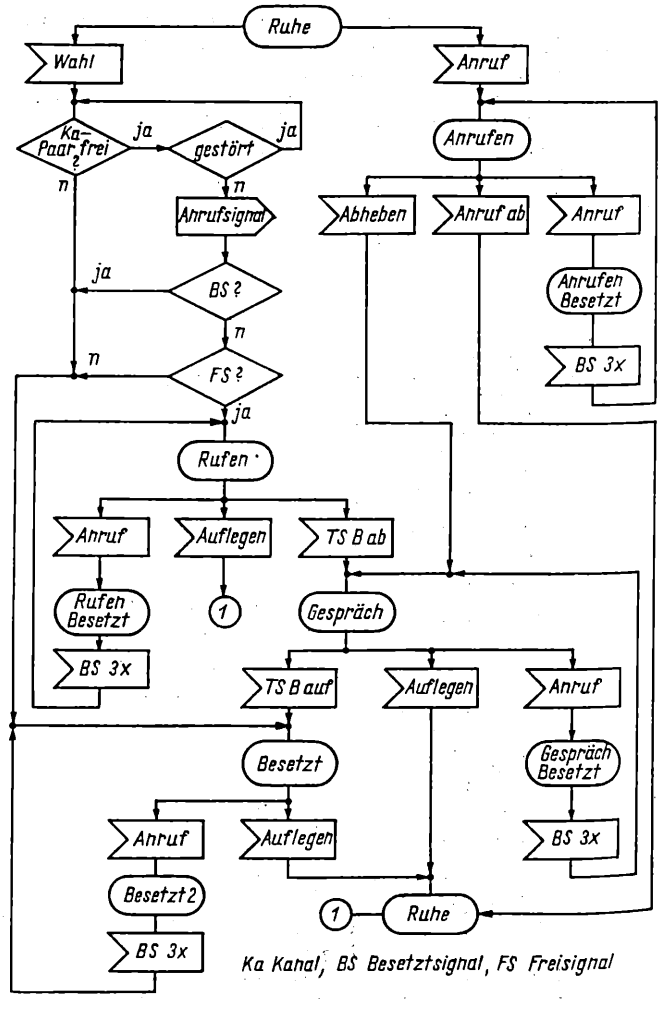
Neben der Tastatur zur Eingabe des Verbindungswunsches durch den Teilnehmer an die Steuerung, der akustischen und optischen Anzeige zur Information des Teilnehmers gehört zum Endgerät der Handapparat mit Mikrofon und Hörer und die Coderschaltung zur Analog-Digital- und Digital-Analog-Wandlung des Sprachsignals. Die Coderschaltung ist über je ein 16 bit-Pufferregister mit den Empfangs- bzw. Sendeschieberegister verbunden.

3. Aufbau und Auslösen von Verbindungen

3.1. Kanalsystem

Bei diesem System ist jeder Teilnehmerstation ein Kanal fest zugeordnet, und jede Teilnehmerstation empfängt Signale nur aus dem ihr zugeordneten Kanal. Damit sind nur so viele TS anschaltbar, wie Kanäle im Multiplexrahmen vorhanden sind, abzüglich eines Kanals für das Rahmensynchronsignal. Aus dem Zustandsdiagramm (Bild 5) ist erkennbar, daß der Zustand „Ruhe" durch einen im eigenen Kanal ankommenden Anruf oder durch Wahl der Rufnummer einer gewünschten Station nach Abheben des Handapparates verlassen wird.
Wurde ein Anruf empfangen, so wird die im Anrufsignal mitübermittelte Rufnummer der rufenden Station angezeigt, das akustische Rufsignal eingeschaltet und das Freisignal im Kanal der rufenden TS zurückgesendet. Nach Abheben des Handapparates wird die Coder-Decoder-Schaltung des Endgerätes an das Empfangs- bzw. Sendeschieberegister angeschaltet.
Will ein Teilnehmer eine Verbindung aufbauen, so wird nach Abheben des Handapparates und Wahl der Rufnummer der gewünschten Station auf der Empfangsseite überprüft, ob der Kanal der gewünschten Station frei ist. Ist das nicht der Fall, so wird der Teilnehmer durch die Besetztanzeige darüber informiert. Im anderen Fall wird das Anrufsignal ausgesendet und nach dreimaligem Aussenden im eigenen Kanal überprüft, ob das Freisignal empfangen wird. Wird es nicht empfangen, so ist die gerufene Station defekt. Der Empfang des Freisignals wird durch die Freianzeige dem Teilnehmer bekannt gemacht, der Teilnehmer bei der gewünschten Station wird gerufen. Nach Abheben des Handapparates bei der gerufenen Station kann das Gespräch geführt werden. Legt nach einem Gespräch der Gegenteilnehmer zuerst den Handapparat auf, so wird das Kanalpaar

Bild 6. Zustandsdiagramm Wahlsystem



freigegeben und die Besetztanzeige eingeschaltet. Nach Auflegen des eigenen Handapparates befindet sich die Station wieder im Zustand „Ruhe".

3.2. Wahlsystem

Bei diesem System wählt die rufende Station zum Aufbau der Verbindung ein freies Kanalpaar aus. Dadurch sind auch mehr Stationen anschaltbar, als Kanäle im Multiplexrahmen vorhanden sind. Die Zuordnung von Kanälen zu Kanalpaaren ist so vereinbart, daß jeweils der gerade Kanal und der nachfolgende ungerade Kanal ein Kanalpaar bilden (z. B. 0, 1; 2, 3; usw.). Die rufende Station sendet dabei ihre Signale im Kanal mit der geraden Nummer aus. Aus dem Zustandsdiagramm (Bild 6) ist erkennbar, daß nach Abheben und Wahl der Rufnummer die Suche eines freien Kanalpaares erfolgt. Wird keines gefunden, erfolgt die Anzeige „Besetzt". Ansonsten sendet die rufende Station im geraden Kanal die eigene Nummer aus und überprüft, ob sie diese durch eine Belegung desselben Kanalpaares durch eine andere Station gestört empfängt. Ist das nicht der Fall, dann wird das Anrufsignal ausgesendet; sonst wird ein anderes freies Kanalpaar gesucht.

Danach wird im zugehörigen ungeraden Kanal des Kanalpaares überprüft, ob die gerufene Station das Freisignal oder das Besetztsignal sendet oder nicht reagiert. In den letzten beiden Fällen wird die Besetztanzeige eingeschaltet und das Kanalpaar freigegeben. Bei einem Freisignal wird das durch die Freianzeige dem Teilnehmer mitgeteilt, und der Teilnehmer muß warten, bis bei der Gegenstation der Handapparat abgehoben wird.

Jede Station ist ständig in der Lage, an sie gerichtete Anrufsignale zu erkennen und entsprechend zu reagieren. Wird ein Anruf im Zustand „Ruhe" empfangen, so wird das Freisignal zurückgesendet und das akustische Rufsignal eingeschaltet. Nach Abheben des Handapparates erfolgt der Übergang in den Zustand „Gespräch". Wird ein Anruf in einem anderen Zustand empfangen, so wird zur rufenden Station im entsprechenden Kanal das Besetztsignal dreimal zurückgesendet. Danach wird das Kanalpaar freigegeben und kehrt wieder in den Ausgangszustand zurück.

Eingegangen am 25. Februar 1983 NaA 9052

Literatur

[1] *Kaufhold, B.:* Digitale Nachrichtensysteme mit dezentraler Vermittlung – ein Überblick. Nachrichtentech., Elektron. 33 (1983) 6, S. 231 – 234

[2] *Schenkel, K.-D.:* Entwurf eines integrierten digitalen Nachrichtensystems mit Vielfachzugriff für ein beliebiges verzweigtes Breitbandnetz. AEÜ 27 (1973) 4, S. 168 – 176

Dr.-Ing. *Rolf Schubert*, Technische Hochschule Ilmenau, Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik, 6300 Ilmenau, PSF 327

Anwendung des Codemultiplexprinzips in leitungsgebundenen Vielfachzugriffsystemen

A. Traskov, Ilmenau

Mitteilung aus der Technischen Hochschule Ilmenau, Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik

Prof. em. Dr.-Ing. *G. Ulrich* zum 70. Geburtstag gewidmet

Deskriptoren: Code, Multiplexsystem, Korrelation, Fehlerhäufigkeit, Störsicherheit, Filteranordnung, binär, Korrelator

1. Allgemeine Codemultiplexanordnung

Der prinzipielle Aufbau einer Codemultiplexanordnung ist in Bild 1 dargestellt [1]. Den Eingangssignalen E_1 bis E_n sind die Codeworte C_1 bis C_n fest zugeordnet. In den Modulatoren M wird jeweils ein Codewort mit einem Abtastwert des Nachrichtensignals multipliziert. Die dabei entstandenen Signale M_1 bis M_n werden durch den Summierer Σ zum Multiplexsignal MUX zusammengefaßt. In Funksystemen sind die Signale E_i Träger, auf denen durch eine beliebige Schmalbandmodulation die eigentliche Nachricht aufmoduliert ist. Hier wird nur der Fall ohne HF-Modulation untersucht, d. h., es wird die Direktmodulation betrachtet. Nach der Übertragung im gemeinsamen Kanal erfolgt die Trennung auf der Empfangsseite durch Korrelation, d. h., das Multiplexsignal MUX wird in den Modulatoren M wieder mit den Codeworten $C_1 \cdots C_n$ multipliziert, anschließend integriert und abgetastet. Mathematisch läßt sich dieser Vorgang mit den Gln. (1) bis (6) beschreiben [1]:

$$M_i = E_i(t) \cdot C_i(t), \tag{1}$$

$$\mathrm{MUX} = \sum_{p=1}^{n} E_p \cdot C_p, \tag{2}$$

$$D_i = \mathrm{MUX} \cdot C_i = \sum_{p=1}^{n} E_p \cdot C_p \cdot C_i, \tag{3}$$

$$L_i = \int_{T_0} D_i \,\mathrm{d}t = \int_{T_0} \sum_{p=1}^{n} E_p \cdot C_p \cdot C_i$$

$$= \int_{T_0} E_i \cdot C_i \cdot C_i \,\mathrm{d}t + \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq i}}^{n} \int_{T_0} E_p \cdot C_p \cdot C_i \,\mathrm{d}t. \tag{4}$$

Da E_i konstant im Intervall T_0 ist, gilt:

$$A_i = E_i \frac{1}{T_0} \int_{T_0} C_i \cdot C_i \,\mathrm{d}t + \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq i}}^{n} E_p \frac{1}{T_0} \int_{T_0} C_p \cdot C_i \,\mathrm{d}t \tag{5}$$

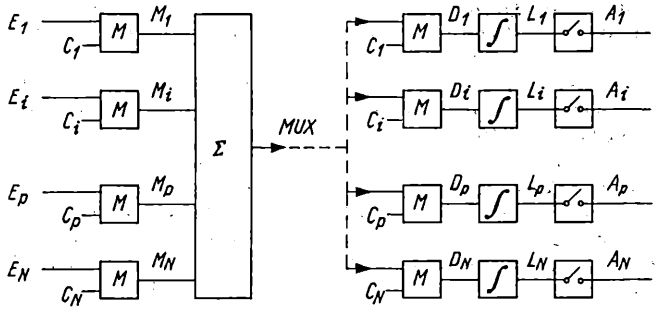
$$A_i = E_i \,\psi_{ii}(T_0) + \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq i}}^{n} E_p \,\psi_{ip}(T_0). \tag{6}$$

Dabei sind M_i, D_i, L_i und A_i die Signale nach der jeweiligen Bearbeitungsstufe, gemäß Bild 1. T_0 ist das Abtastintervall, gleich der Codewortperiode. ψ_{ii} und ψ_{ip} ergeben sich nach [9] zu:

$$\psi_{ip} = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} C_i(t) \cdot C_p(t+\tau) \,\mathrm{d}t \quad \text{für} \quad \begin{matrix} i = p \ \text{AKF} \\ i \neq p \ \text{KKF}. \end{matrix} \tag{7}$$

Aus Gl. (6) ist ersichtlich, daß die Eigenschaften einer Codemultiplexübertragungsstecke, ideale Systemkomponenten vorausgesetzt, ausschließlich von den Korrelationseigenschaften

Bild 1. Prinzipieller Aufbau einer Codemultiplexanordnung



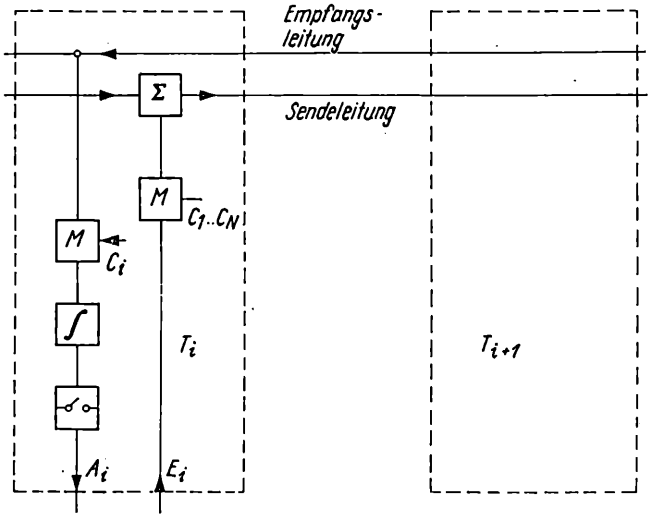


Bild 2. Vielfachzugriffssystem mit Codemultiplex. Ti Teilnehmerstation

des verwendeten Codekollektivs abhängig sind. Ein ideales Codekollektiv sollte folgende Merkmale haben [2]:

$$\psi_{ip}(0) = 0 \text{ für } i \neq p, \tag{8}$$

$$\psi_{ip}(\tau) = 0 \text{ für } i, p \text{ und } \tau \neq 0. \tag{9}$$

Es sind einige Codes bekannt, die diese Bedingungen teilweise erfüllen. So sind z. B. die Codes, die auf Hadamard-Matrizen beruhen so beschaffen, daß $\psi_{ip}(0) = 0$, wenn $i \neq p$ oder für die PN-Codes $\psi_{ii}(\tau) = -1/n$ für $\tau \neq 0$ gilt. Es existiert aber kein Code, der die Gln. (8) und (9) exakt erfüllt. Deshalb kann der zweite Summand in Gl. (6) nur unter bestimmten Voraussetzungen vernachlässigt werden; das bedeutet, daß die Signalübertragung mit Codemultiplex nur bedingt fehlerfrei sein kann. Diese Gleichung gilt allerdings unter der Voraussetzung, daß E_i konstant in T_0 ist bzw. die Bedingung des Abtasttheorems erfüllt ist.

Von größerem Interesse ist der Fall, wenn E_i nicht nur konstant, sondern auch wertdiskret ist, d.h. eine Übertragung digitaler Quellensignale vorliegt. Unter Verwendung von orthogonalen Codekollektiven mit $\psi_{ip}(0) = 0$ für $i \neq p$ erhält man aus Gl. (6):

$$A_i = E_i \, \psi_{ii}(T_0). \tag{10}$$

Diese Gleichung besagt, daß die Übertragung fehlerfrei und ohne Nebensprechen erfolgt. Bei geringen Phasenverschiebungen zwischen den Codeworten nimmt ihre KKF jedoch beträchtliche Werte an, was einer starken Störung in der Übertragung entspricht. Deshalb ist die Anwendung nur bei starrer Wortsynchronisation möglich.

Werden im Codeträgersystem nichtorthogonale Codekollektive eingesetzt, so kann Gl. (6) nicht vereinfacht werden. Wenn jedoch E_i nur diskrete Werte annimmt, kann durch Schwellwertentscheidung der Störanteil teilweise ausgeschlossen werden. Voraussetzung dafür ist, daß die normierten Korrelationsfunktionen des Codekollektivs die Gln. (11) und (12) erfüllen:

$$\psi_{ip}(\tau) \leqq S \text{ für } i, p \text{ und } \tau \neq 0, \tag{11}$$

$$\psi_{ip}(0) \leqq S \text{ für } i \neq p, \tag{12}$$

wobei $S < 1$ ist.

Der Störabstand hängt von der Größe von S, der Teilnehmerzahl und der Anzahl diskreter Amplituden im E_i ab. Es wird angestrebt, solche Codes zu entwickeln, bei denen die Konstante S so klein wie möglich ist.

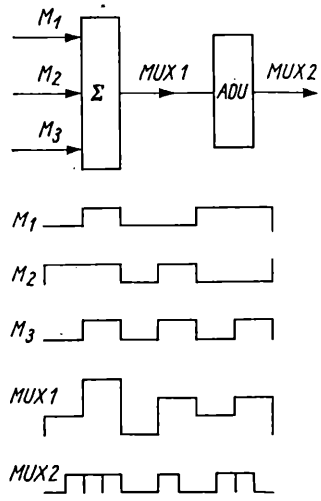
Es gibt viele Arbeiten, die sich mit der Lösung dieses Problems beschäftigen [2] [3] [4] [5], die theoretischen Grenzen sind jedoch nicht bekannt [10].

Unter gewissen Voraussetzungen ist das Codemultiplexprinzip für den Aufbau von Systemen mit Vielfachzugriff geeignet. Modulatoren, Summierer und Korrelatoren können räumlich getrennt angebracht werden und einen gemeinsamen Übertragungskanal in Anspruch nehmen (Bild 2). Jede Teilnehmerstation besteht aus einem Korrelator, der auf den dem Teilnehmer zugeordneten Codewort programmiert ist, einem Summierer, der dem Leitungssignal die Signale vom Teilnehmer überlagern kann, und einem Modulator, der durch den ganzen Satz von Codeworten angesteuert werden kann. Eine Verbindung kann aufgebaut werden, indem die Teilnehmerstation ihre Nachrichtensignale E_i mit dem Codewort multipliziert, das dem gewünschten Partner zugeordnet worden ist.

2. Codemultiplexanordnung mit binärem Übertragungskanal

Die oben genannten Erwägungen haben ihre Gültigkeit für einen linearen, hinreichend breitbandigen Übertragungskanal. In leitungsgebundenen Netzen haben jedoch digitale Kanäle wesentliche Vorteile. Einerseits sind nur wenige diskrete Signalamplituden zulässig, andererseits können beim Codemultiplex mit binären Codeworten und binären Eingangssignalen E_i bis K Signalamplitudenwerte auftreten, wobei K die Anzahl der aktiven Teilnehmer ist. Das bedeutet, daß die Leistungssignale unbedingt mehrstufig sein müssen und auch dann nur einige ungestörte Verbindungen zustande kommen können. Die Begrenzung, die beim Überschreiten der maximal zulässigen Anzahl von Teilnehmern auftritt, bringt nicht definierte Störungen in allen Signalen.

Bild 3. Beispiel für die Überlagerung von drei Signalen und ihre binäre Darstellung



Tafel 1. Bitfehlerwahrscheinlichkeit P_b in Abhängigkeit von der Anzahl aktiver Teilnehmer K

K	P_b
2	0
3	$1{,}3 \cdot 10^{-6}$
4	$4{,}3 \cdot 10^{-5}$
5	$1{,}3 \cdot 10^{-4}$
6	$7{,}3 \cdot 10^{-4}$

Dieser schwerwiegende Nachteil könnte umgangen werden, indem die mehrstufigen, diskreten Signalamplituden nach dem Summierer einer AD-Wandlung unterzogen werden (Bild 3). Dabei wird an Stelle der Amplitude ihr Wert in Binärzahlen ausgedrückt gesendet. Für K aktive Teilnehmer wären dann

$$P = \mathrm{ld}\, K \tag{13}$$

Bit für die Darstellung der Signalamplituden notwendig. Die in Bild 3 gezeigte Anordnung ist gleichwertig mit einer binären Volladdition aller Signale M_i.

Eine weitere Möglichkeit der Multiplexbildung für binäre Übertragungskanäle ist in [6] vorgestellt. Hier werden die M_i Binärsignale miteinander durch eine ODER-Verknüpfung verbunden. Dadurch kann empfangsseitig nicht mehr die Korrelationsfunktion als Kriterium verwendet werden, es müssen nur noch die 1-Symbole im MUX-Signal für die Auswertung herangezogen werden. Die Codekollektive sind unausgewogen, d.h., die Codeworte bestehen aus ungleicher Anzahl 0 und 1, was darauf zurückzuführen ist, daß bei der ODER-Schaltung die 1 unverändert bleibt, während die 0 im Codewort verfälscht werden kann. Ein vollasynchroner Betrieb des Systems ist prinzipiell denkbar, jedoch wäre dann eine Regenerierung auf längeren Leitungen nicht mehr möglich. Vorteilhafter ist die Beibehaltung eines Bitsynchronimus. Der Empfänger hat dieselbe Struktur wie im Bild 1. Zwecks Verringerung der Bitfehlerrate kann er beim Verbindungsaufbau auf den Sender synchronisiert werden.

Da keiner der in der Literatur vorgeschlagenen Codes für solche Multiplexbildung konzipiert ist, müssen die Codeworte zufällig sein. Sie werden mit einem Rechenprogramm erzeugt, das eine bestimmte Anzahl von 1 im Wortrahmen zufällig verteilt. Anschließend werden die gegenseitigen Störungen bei der Über-

lagerung von zwei Worten errechnet und die Codeworte mit der geringsten Störanfälligkeit ausgewählt.
Im Gegensatz zu den Ausführungen in [6] existiert bei solchem Vorgehen keine optimale Anzahl von 1 im Codewort. Es gilt, je mehr 1 bei vorgegebenen Korrelationseigenschaften, um so geringer ist die Bitfehlerwahrscheinlichkeit. Die Begrenzung erfolgt in diesem Fall durch die Anzahl der möglichen Codewortrealisierungen.
Es wurde ein Codekollektiv synthesiert, das bei einer Wortlänge von 32 bit fünf 1 aufweist. Davon wurden nur die Codeworte mit $S = 0{,}4$ ausgesucht. Die errechnete Bitfehlerwahrscheinlichkeit ist in der Tafel 1 in Abhängigkeit von der Zahl aktiver Teilnehmer dargestellt. Diese Werte werden durch Rechnersimulation und praktische Untersuchungen überprüft.
Für die praktische Untersuchung wurden ein universell programmierbarer Codegenerator und ein Empfänger entwickelt. Das Kernstück des Codegenerators ist ein EPROM, in dem der ganze Vorrat an Codeworten gespeichert ist. Durch Anlegen der entsprechenden Adresse wird jedes beliebige Codewort ausgesendet. Der Empfänger wurde in TTL-Technik aufgebaut und entspricht den Ausführungen von Abschn. 3. Mit dem Kanalsystem von [11] verglichen, bietet das Codemultiplexsystem die Möglichkeit, beim geringen Verkehrsaufkommen eine größere Teilnehmerzahl zu bedienen. Es hat noch die Vorteile einer einfachen Realisierung, einer einfachen Erweiterbarkeit und einer weichen Reaktion auf Überlastung. Beim Ansteigen der Anzahl aktiver Teilnehmer wird das System nicht blockiert. Es erhöht sich lediglich die Bitfehlerrate.
Nachteil des Codemultiplexsystems ist die relativ hohe systemeigene Bitfehlerwahrscheinlichkeit, die die Anzahl aktiver Teilnehmer beschränkt und die Qualität der Übertragung beeinträchtigt.

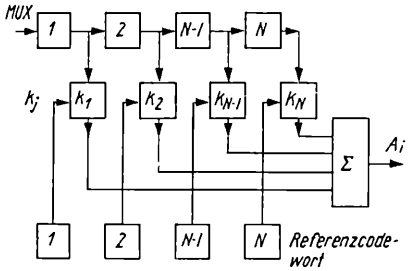


Bild 4
Programmierbarer Korrelationsfilter

3. Empfänger für Codemultiplexsysteme

Wie schon im Abschn. 1. erwähnt, erfolgt der Empfang in einem System mit Codemultiplex durch Korrelation. Das optimale Filter wird auf der Basis von Transversalfiltern aufgebaut und besteht aus der Verzögerungsleitung VL mit mehreren Anzapfungen, die entsprechend mit den Koeffizienten k_j gewichtet dem Summierer zugeführt werden (Bild 4). Die Koeffizienten k_j werden durch das Referenzcodewort gesteuert.
Wichtig ist, daß das optimale Filter auf jedes Codewort vom Anwender programmierbar ist. Ein solches Filter bietet wesentliche Vorteile bei der Herstellung und Anwendung [8].
Die Schaltung kann diskret, z. B. auf TTL-Basis realisiert werden. Für analoge Multiplexsignale hat eine solche Lösung Verluste durch Quantisierung und Diskretisierung. Für binäre Signale aber ist sie ohne Einschränkungen anwendbar.
Die moderne Mikroelektronik bietet Möglichkeiten an, die gesamte Anordnung in einem Schaltkreis unterzubringen. Der wichtigste Bestandteil des Filters — die Verzögerungsleitung — kann in AOW- oder in CCD-Technologie realisiert werden [7]. Bei der AOW-Lösung werden der mikroakustische und der elektronische Teil auf einem Substrat entweder hybrid oder monolithisch untergebracht. Die Wichtung erfolgt, indem die entsprechende Anzapfung (± 1) mit Dioden der Sammelschiene zugeführt wird. Auf Grund der Funktionsweise der AOW-Verzögerungsleitung ist der Betrieb solcher Filter im Basisband nicht möglich. Für binäre Übertragungskanäle sind sie daher nur mit zusätzlichem Aufwand einsetzbar.
Bei der Realisierung in CCD-Technik können alle Schaltelemente auf einem Chip untergebracht werden, da die Technologien kompatibel sind. Für analoge Signale entstehen Verluste nur infolge der Diskretisierung. CCD-Filter sind aber kleiner und leichter als die anderen zwei Varianten und haben eine höhere Zuverlässigkeit. Dazu haben sie den Vorteil, daß auch der Betrieb mit Basisbandsignalen möglich ist.

4. Zusammenfassung

Diese Arbeit gibt einen Überblick über die Problematik der Entwicklung von Vielfachzugriffsystemen mit Codemultiplex. Es wird gezeigt, daß die Übertragung digitaler Quellsignale mit geringem Fehler möglich ist, wobei die Korrelationseigenschaften der verwendeten Codeworte die Güte der Übertragung bestimmen.
Auf die Probleme der binären Übertragungskanäle eingehend, werden zwei Methoden vorgestellt, die den Codemultiplexbetrieb auch auf solchen Kanälen perspektivisch erscheinen lassen. Über die Berechnung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit wird zu einem späteren Zeitpunkt ausführlich berichtet.
Zum Empfang werden optimale Filter benötigt. Die moderne Mikroelektronik ist in der Lage, diese Filter in Form eines Schaltkreises bereitzustellen.

Eingegangen am 25. Februar 1983 NaA 9053

Literatur

[1] *Hübner, H.:* Eigenschaften einer Codemultiplexanordnung mit Direktmodulation. Deutsche Bundespost, Forschungsinstitut beim FTZ, Technischer Bericht 442 TBr 61, Februar 1980
[2] *Chavand, F.; Goutelard, C.:* Definition et construction de codes pseudo-orthogonaux. Annales des Telecommunication 33 (1978) 5/6, S. 181–197
[3] *Gold, R.:* Optimal Binary Sequences for Sread Spectrum Multiplexing. IEEE Trans. on IT (1967) 10, S. 619–621
[4] *Gold, R.:* Maximal Recursive Sequences with 3-Valued Recursive Cross-Correlation Funktions. IEEE Trans. on IT (1968) 1, S. 154–156
[5] *Herold, W.; Aldinger, M.:* Aufbau und Eigenschaften von quasiorthogonalen Codekollektiven. AEÜ 27 (1973) 11, S. 463–470
[6] *Hildebrand, R.:* Codemultiplexverfahren für ein verzweigtes Glasfasernetz. AEÜ 27 (1973) 4, S. 177–180
[7] *Smirnov, N.; Karavaev, I.; Strutschkov, A.:* Einrichtungen der optimalen Filterung für digitale Nachrichtensysteme. Elektrosvjas (1981) 8, S. 12 bis 16
[8] *Varakin, L.:* Theorie der Signalsysteme. Moskau: Sov. Radio 1978, S. 135 bis 152
[9] *Kreß, D.:* Theoretische Grundlagen der Signal- und Informationsübertragung. Berlin: Akademie-Verlag 1977
[10] *Varakin, L.:* Minimierung der maximalen Korrelationsspitzen rauschähnlicher Signale. Radiotechnika i Elektronika (1981) 8, S. 1683–1688
[11] *Schubert, R.:* Nachrichtensystem für lokale Kommunikation. Nachrichtentech., Elektron. 33 (1983) 6, S. 234–237

Dipl.-Ing. *Adrian Traskov*, Technische Hochschule Ilmenau, Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik, 6300 Ilmenau, PSF 327

Eigenschaften neuer Halbleiter untersucht

Ein Forschungsstudent der Sektion Physik der Berliner Humboldt-Universität hat nachgewiesen, daß sich Halbleitermaterial auf der Basis von Blei — Zinn — Tellurid nicht nur für Laser und Fotodioden, sondern auch für Fotowiderstände eignet. Der experimentelle Nachweis gelang zunächst im infraroten Spektralbereich bis zu 5,6 µm Wellenlänge.
Diese Arbeit ordnet sich in die an der Humboldt-Universität laufenden Untersuchungen von Halbleitereigenschaften in Blei — Zinn — Tellurid-Kristallen ein. Bei diesem Material ist zur Aktivierung von Elektronen als Ladungsträger im Kristallgitter weniger Energie nötig als bei Selen. Derartiges Halbleitermaterial ist vor allem für die Verwendung im langwelligen, also infraroten Spektralbereich interessant. (ADN)

Informationsträger Glas speichert Hologramme

Glas bietet nach Ansicht von Wissenschaftlern des Instituts für Kernphysik in Leningrad neue Möglichkeiten, die Holographie noch effektiver für die Informationsspeicherung zu nutzen. Sie beschichteten eine Glasscheibe mit einem Durchmesser von 400 mm und einer Dicke von 5 mm mit einer Fotoemulsion von hohem Auflösungsvermögen. Auf dieser Scheibe lassen sich 10000 Hologramme aufzeichnen, die kreisförmig angeordnet sind. Jedes einzelne Hologramm enthält die Information von einer Seite Text, Skizzen, Zeichnungen oder Fotos. Sie lassen sich sehr schnell mit Hilfe von EDV und Laserstrahlen einzeln ausfindig machen und auf den Bildschirm eines Monitors projizieren. (ADN)

Steuerungsgesichtspunkte bei digitalen Zentralen

H.-G. Porep, Ilmenau

Mitteilung aus der Technischen Hochschule Ilmenau, Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik

Prof. em. Dr.-Ing. *G. Ulrich* zum 70. Geburtstag gewidmet

Deskriptoren: Fernsprechvermittlungstechnik, Zeichengabe, Koppelfeld, Steuerung, Mikrorechner

Nach 1945 begannen viele Länder mit Forschungs- und Entwicklungsarbeiten zu quasielektronischen bzw. vollelektronischen Vermittlungssystemen, die sich bald alle auf den Einsatz von Rechnern konzentrierten. Im Jahre 1960 wurde das erste rechnergesteuerte Versuchsamt in Morris/USA in Betrieb genommen, und seit 1965 wird das System ESS 1 in Serie gefertigt [1]. Es nimmt heute einen beachtlichen Anteil der in den USA installierten Technik ein. Auch in anderen Ländern wurden viele Varianten von Vermittlungssystemen erprobt und teilweise auch in die Produktion überführt. So wird z. B., ähnlich wie in der Rechentechnik, von Generationen von Vermittlungssystemen gesprochen, und es werden meist drei Generationen unterschieden.

Die erste Generation ist durch analoge Durchschaltung im Koppelfeld und durch eine zentrale Steuerung gekennzeichnet. Häufig findet durch Signalprozessoren oder durch Sätze mit einfachen Verarbeitungsfunktionen eine Entlastung der zentralen Steuerung von Routineaufgaben der Zeichengabe statt. Vorbildsystem für die erste Generation von Vermittlungssystemen war das System ESS 1. Ähnliche Systeme wurden in fast allen Ländern mit traditioneller Fernmeldeindustrie entwickelt. Auch das System ENSAD [2] gehört in diese Kategorie.

Die zweite Generation ist durch zeitgeteilte Durchschaltung von PCM-Signalen und zentraler Steuerung gekennzeichnet. Vielfach wurden Systeme dieser Generation mit dem Ziel entwickelt, die Vorteile der digitalen Durchschaltung schnell wirksam werden zu lassen und sich dabei auf das bereits vorhandene Wissen über Zentralsteuerungen zu stützen. Systeme dieser Generation erfordern bereits eine merkliche periphere Vorverarbeitung. Ein bekannter Vertreter dieser Generation ist das System ESS 4 [3].

Die dritte Generation ist durch PCM-Koppelfelder und eine weitestgehend dezentrale Steuerung gekennzeichnet. Die Entwicklung dieser Generation ist noch nicht abgeschlossen, trotzdem lassen sich bereits grundsätzliche Merkmale erkennen. Systeme dieser Generation müssen bereits „ISDN-fähig" sein. Als System mit einer gewissen Vorbildwirkung ist das System 12 [5] anzusehen.

1. Zeichengabe

Aufgabe der Zeichengabe ist die Übertragung von Steuerinformationen zwischen den Vermittlungszentralen untereinander und zwischen den Vermittlungszentralen und den Endgeräten (externe Zeichengabe). Mit zunehmender Modularisierung der Vermittlungszentralen rückt aber auch der Austausch von Steuerinformationen zwischen den einzelnen Modulen innerhalb einer Zentrale (interne Zeichengabe) stärker in den Mittelpunkt des Interesses. Hierzu werden zunehmend Verfahren eingesetzt, die der externen Zeichengabe über zentrale Zeichengabekanäle ähneln.

1.1. Externe Zeichengabe

Die auszuwählenden Zeichengabeverfahren werden von der Umwelt der Zentralen bestimmt. Fast immer werden Zeichengabeverfahren realisiert werden müssen, die in ihrer Struktur wenig an die Eigenschaften der digitalen Zentralen angepaßt sind. Diese Problematik ist bereits von den rechnergesteuerten Zentralen der ersten Generationen bekannt. Trotzdem sind einige neue Gesichtspunkte zu beachten.

Erstens steht eine neue Technologie zur Verfügung, die es ermöglicht, viele Funktionen (z. B. Senden und Empfangen von Überwachungszeichen) auf der Basis einer Steuerung je Zeichengabekanal zu realisieren. Oft ist es möglich, universelle und anpaßbare (programmierbare) Zeichengabebausteine einzusetzen.

Zweitens führt die Nichttransparenz des digitalen Koppelfeldes für Gleichstrom und für Wechselstrom mit Frequenzen außerhalb des Sprachbandes bzw. mit Spannungen, die oberhalb der Betriebsspannung des Koppelfeldes liegen, zu einem erhöhten Aufwand in den Teilnehmer- bzw. Leitungssätzen (BORSCHT-Funktionen).

Ein wesentlich neuer Gesichtspunkt ist die zentrale Zeichengabe zwischen digitalen Zentralen. Mit dem CCITT-Zeichengabeverfahren Nr. 6 wurde bereits für die ersten rechnergesteuerten Vermittlungssysteme ein zentrales Zeichengabeverfahren bereitgestellt, das in einigen Ländern auch Bedeutung erlangt hat. Für die digitalen Zentralen wurde, aufbauend auf den Erfahrungen mit dem Zeichengabeverfahren Nr. 6, das CCITT-Zeichengabeverfahren Nr. 7 geschaffen [6]. Das Zeichengabeverfahren Nr. 7 zeichnet sich durch einen modularen schichtenförmigen Aufbau aus. Durch die vorzugsweise Verwendung des 64-kbit/s-Kanals ist es außerdem sehr leistungsfähig; ein Zeichengabekanal kann wenige Tausend Sprachkanäle bedienen. Weiterhin ist es nicht nur für den Fernsprechdienst, sondern beispielsweise auch für Datendienste geeignet.

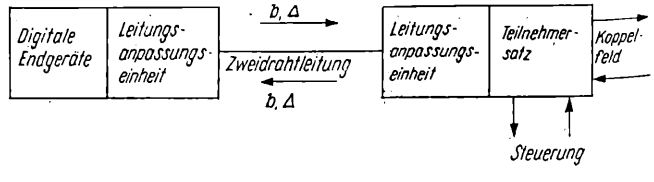
Bild 1
Schichtenförmiger Aufbau des CCITT-Zeichengabeverfahrens Nr. 7

Ebene 4	Nutzerteil — Fernsprechnutzerteil — Datennutzerteil — .....
Ebene 3	Verteilung der Zeichen in den Zeichengabepunkten Führung des Zeichengabenetzes
Ebene 2	Gesicherte Übertragung über einen Zeichengabeabschnitt
Ebene 1	64-kbit/s-PCM-Kanal (4800-bit/s-Kanal)

Ein weiterer wesentlicher Gesichtspunkt ergibt sich aus der Entwicklung digitaler Endgeräte nicht nur für das Fernsprechen, sondern auch für Datendienste. Es gibt derzeit bereits eine Reihe von praktikablen Verfahren (Frequenzgleichlageverfahren mit adaptiver Gabel oder Kompensation, Frequenzgetrenntlageverfahren, Zeitgetrenntlageverfahren), die auf herkömmlichen Teilnehmerleitungen die Bereitstellung je eines 64-kbit/s-Kanals in jeder Richtung und eventuell noch zusätzlicher Kanäle beispielsweise für die Zeichengabe ermöglichen (Bild 2).

Mit der Bereitstellung des digitalen Teilnehmeranschlusses ergeben sich auch spezielle Anforderungen an die Zeichengabe, die dann nicht nur eine Zeichengabe zwischen Endgerät und Zentrale, sondern auch eine Zeichengabe direkt zwischen Endgeräten (Ende-zu-Ende-Zeichengabe) sein muß. Aus heutiger Sicht erscheint der Einsatz eines komplexen Zeichengabeverfahrens notwendig, daß ähnlich wie das zentrale Zeichengabeverfahren Nr. 7 auf der Basis von Funktionsebenen aufgebaut sein muß [7].

Bild 2. Beispiel für digitalen Teilnehmeranschluß.
b-Kanal: 64-kbit/s-Kanal für Sprache oder Daten
Δ-Kanal: 8-kbit/s-Kanal für Zeichengabe



Das könnte das in der CCITT-Empfehlung X. 25 [8] enthaltene Zeichengabeverfahren der Paketvermittlung sein. Dieses Zeichengabeverfahren ist insbesondere dann geeignet, wenn Nachrichten und Zeichen abwechselnd über denselben Kanal übertragen werden müssen. Es könnte aber auch das (vereinfachte) Zeichengabeverfahren Nr. 7 sein, wenn für die Zeichengabe ein separater Kanal bereit gestellt wird. Unabhängig davon, wie dieses Zeichengabeverfahren aussehen wird, wird in der Zentrale eine entsprechend leistungsfähige Steuerung für diese Zeichengabe vorhanden sein müssen.

1.2. Interne Zeichengabe

Die verteilte Steuerung rechnergesteuerter Zentralen der dritten Generation erfordert die Bereitstellung geeigneter Kommunikationskanäle zwischen den einzelnen Teilsteuerungen innerhalb einer Zentrale. Das kann auf zwei unterschiedliche Arten erfolgen.

Die Kommunikation kann erstens über spezielle, für diesen Zweck bereitgestellte Hardwareeinrichtungen erfolgen. Das kann z.B. ein Bussystem sein, wie es bei Mehrmikrorechnersystemen meist üblich ist. Der Vorteil dieser Lösung besteht in der Bereitstellung spezieller Interfaceschaltkreise für diesen Zweck durch fast alle Mikrorechnerhersteller. Oft enthalten diese Interfaceschaltkreise bereits Funktionen, die der gesicherten Datenübertragung auf der Grundlage international genormter Verfahren dienen, wie beispielsweise der von der ISO genormten HDLC-Prozedur [9]. Nachteilig ist, daß zusätzliche Hardware für die Kanäle (z.B. der Bus) bereitgestellt werden muß. Das kann insbesondere bei größeren Entfernungen zwischen den Teilsteuerungen zu Problemen führen.

Die Kommunikation kann zweitens über das PCM-Koppelfeld erfolgen. Das hat den Vorteil, daß keine besondere Hardware für die Bereitstellung der Kommunikationskanäle geschaffen werden muß. Die Vermittlungseigenschaft des PCM-Koppelfeldes kann auch genutzt werden. Größere räumliche Entfernungen zwischen den Teilsteuerungen können problemlos realisiert werden, was besonders bei der Dezentralisierung von Teilen von Vermittlungszentralen erforderlich ist. Der gegenwärtige Nachteil dieser Lösung liegt darin, daß i.allg. noch keine speziellen Interfaceschaltkreise, die eine effektive Kopplung zwischen PCM-Trakt und Mikrorechner ermöglichen, zur Verfügung stehen. Trotzdem überwiegen die Vorteile der zweiten Lösung, so daß man ihr heute meist den Vorzug gibt.

Die interne Zeichengabe über das PCM-Verbindungsfeld kann auf zweierlei Art erfolgen. Ähnlich wie bei der externen Zeichengabe zwischen Zentralen kann bei der internen Zeichengabe zwischen Teilsteuerungen über das PCM-Verbindungsfeld zwischen dezentraler und zentraler Zeichengabe unterschieden werden.

Bei der dezentralen internen Zeichengabe erfolgt die Übertragung der Zeichen über das PCM-Verbindungsfeld innerhalb derselben Zeitlagen wie die der Nachrichten (Inslot-Zeichengabe). Um gleichzeitig Zeichen und Nachrichten übertragen zu können bzw. um beide wieder voneinander trennen zu können, ist es erforderlich, das PCM-Wortformat über 8 bit hinaus zu erweitern. Bild 4 zeigt zwei extreme Lösungen; Zwischenstufen sind denkbar.

Die Vorteile der dezentralen internen Zeichengabe sind die hohe Zeichenübertragungskapazität und die hohe Zeichengabegeschwindigkeit. Letztere ergibt sich daraus, daß bei üblichen PCM-Systemen alle 125 µs ein Zeichen bzw. ein Teil desselben gesendet werden kann, da die Zeichen vom PCM-Verbindungsfeld mit Ausnahme der kurzen Zwischenspeicherung in den Zeitstufen ohne Zwischenspeicherung weitergegeben werden können. Die Nachteile der dezentralen Zeichengabe liegen in dem erhöhten Hardwareaufwand im PCM-Verbindungsfeld durch das erweiterte Wortformat und vor allem in der dadurch erforderlichen höheren Arbeitsgeschwindigkeit bei allen seriell arbeitenden Schaltungen.

Bei der zentralen internen Zeichengabe erfolgt die Übertragung der Zeichen paketweise über spezielle Kanäle in den Trakten, die die einzelnen Module verbinden. Damit lehnt sie sich an die zentrale externe Zeichengabe zwischen Vermittlungszentralen nach dem CCITT-Zeichengabeverfahren Nr. 7 an, so daß viele Lösungen und Bewertungen dieses Systems hier sinngemäß gelten.

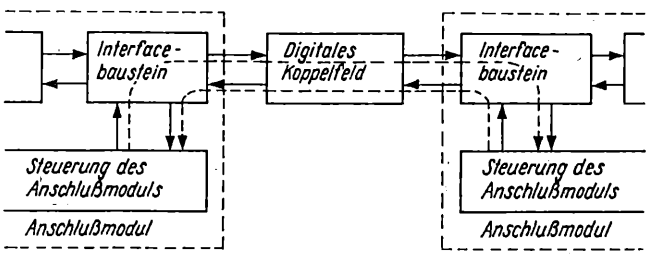


Bild 3. Interne Zeichengabe

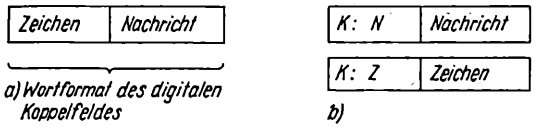


Bild 4. Wortformat bei dezentraler Zeichengabe.
a) konstante Trennung von Nachrichten- und Zeichengabekanal
b) bedarfsmäßige Trennung von Nachrichten- und Zeichengabekanal

Hinsichtlich der Zeichengabe zwischen einzelnen Modulen ist zwischen permanenten und zeitweiligen Verbindungen zu unterscheiden. Permanente Zeichengabeverbindungen zwischen Modulen bringen keine neuen Gesichtspunkte, so daß darauf nicht weiter eingegangen zu werden braucht. Dieses Verfahren wird in vielen Vermittlungssystemen der zweiten Generation verwendet, wo die Zeichengabekanäle sternförmig bei der Zentralsteuerung zusammenlaufen. Bei größeren Vermittlungssystemen der dritten Generation ist zu beachten, daß nicht zwischen allen Modulen permanente Zeichengabeverbindungen bereitgestellt werden können. Permanente Zeichengabeverbindungen können i.allg. nur zwischen Modulen, die größere Datenmengen untereinander austauschen oder die aus übergeordneten Gesichtspunkten (z.B. Beherrschung von Ausnahmesituationen) eine jederzeit verfügbare Zeichengabeverbindung benötigen, bereitgestellt werden. Zwischen allen anderen Modulen wird man nur zeitweilige Verbindungen bei Bedarf auf Anforderungen durch die Module für die Zeit des Zeichenaustausches herstellen.

Zur Herstellung zeitweiliger Verbindungen zwischen beliebigen Modulen müssen sie die Möglichkeit haben, Einstellvorgänge im Koppelfeld veranlassen zu können. Damit wird die interne Zeichengabe wesentlich von der Art der Steuerung des Koppelfeldes bestimmt.

Verfügt das Koppelfeld über eine zentrale Steuerung, so müssen alle Module jederzeit eine Verbindung zu dieser zentralen Steuerung haben. Eine derartige Konzeption ist offensichtlich ungünstig, auch dann, wenn diese (zentrale) Steuerung gleich die Vermittlung der Zeichen selbst übernehmen würde.

Verfügt das Koppelfeld über eine verteilte Steuerung (vgl. Abschn. 2), so ergibt sich eine günstige Systemlösung, da jeder Anschlußmodul, von seinem Anschlußtrakt beginnend, den Aufbau einer zeitweiligen Verbindung veranlassen kann. Es ist aber zu berücksichtigen, daß jetzt innere Blockierungen für Zeichen im Koppelfeld auftreten können, so daß die Elemente des Koppelfeldes über Speichermöglichkeiten verfügen müssen, was bei höheren Auslastungsraten der Zeichengabekanäle zu einer Verringerung der Geschwindigkeit für die interne Zeichengabe führen kann.

Der Vorteil der zentralen internen Zeichengabe liegt darin, daß das Wortformat im Koppelfeld nicht vergrößert werden muß, was zu einer Geschwindigkeitserhöhung führen müßte, ohne daß dadurch der Nachrichtendurchsatz vergrößert werden könnte. Ein eventueller Nachteil sind geringere Zeichengabegeschwindigkeit und -kapazität gegenüber der dezentralen internen Zeichengabe.

2. Koppelfelder

Primäre Aufgabe der Koppelfelder ist die Bereitstellung wahlfreier Verbindungen für die Nachrichten (Sprache oder Daten). Darüber hinaus sind digitale Koppelfelder auch für die Bereitstellung von Kanälen zur Übertragung von Steuerinformationen zwischen einzelnen Teilsteuerungen von Zentralen geeignet.

Die Grundbausteine digitaler Koppelfelder sind Raum- und Zeitstufen. Am Anfang der Entwicklung stand die Frage der

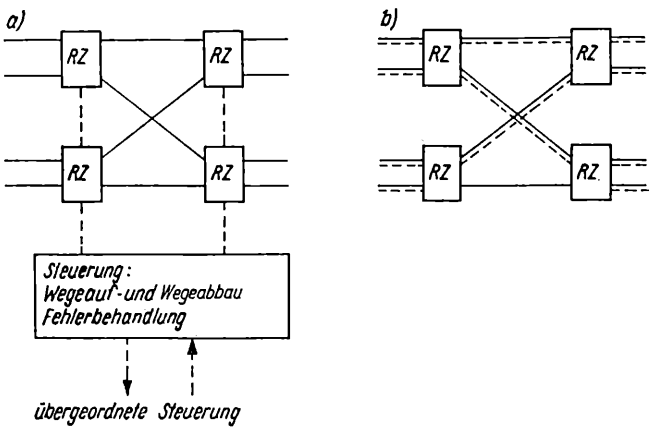


Bild 5. Koppelfeld auf der Basis von Raum-Zeit-Stufen
a) Zentrale Steuerung des Koppelfeldes
b) Verteilte Steuerung des Koppelfeldes
- - - - - - - Steuerinformationen

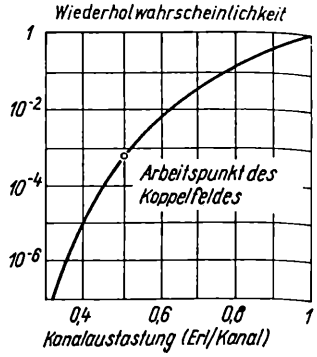


Bild 6. Verkehrsverhalten des digitalen Koppelfeldes des Systems 12 [10]

Konstruktion von Verbindungsfeldern aus separaten Raum- und Zeitstufen bei Minimierung des Aufwandes an Speicher- und Gatterfunktionen im Mittelpunkt des Interesses.

Mit den Möglichkeiten der Mikroelektronik sind neue Gesichtspunkte und Arten von Bausteinen in den Mittelpunkt des Interesses gerückt. Da wäre zunächst die kombinierte Raum-Zeit-Stufe zu nennen. Hierbei handelt es sich um einen Baustein, der sowohl räumliche als auch zeitliche Vermittlung ermöglicht. Es läßt sich zeigen, daß kombinierte Raum-Zeit-Stufen besser als separate Raum- und Zeitstufen zum Aufbau von Koppelfeldern geeignet sind. Es werden Einsparungen bis 30% genannt [10]. Die Ansteuerung von Raum-Zeit-Stufen erfolgt oft durch separate Steuerungen. Häufig werden Raum-Zeit-Stufen so konzipiert, daß sie als periphere Bausteine an Mikrorechner angeschlossen werden können. Somit sind bei entsprechender Struktur zuverlässige Koppelfelder aufbaubar.

Bei der Betrachtung von Koppelfeldern auf der Basis von Raum-Zeit-Stufen fällt noch die Trennung in Durchschaltung und Steuerung für Wegesuche und -einstellung auf. Es liegt nahe, beide Funktionen gemeinsam in den Bauelementen zu realisieren. Dann ist es aber erforderlich, den Austausch der Steuerinformationen zwischen den einzelnen Bauelementen des Koppelfeldes und zwischen dem Koppelfeld und den Anschlußbaugruppen mit über die PCM-Trakte, die die einzelnen Verbindungen zwischen den Bauelementen herstellen, abzuwickeln. Das kann sowohl mit dezentraler als auch zentraler interner Zeichengabe erfolgen.

Bei der dezentralen internen Zeichengabe ist ein „schritthaltender" Verbindungsaufbau innerhalb des Koppelfeldes möglich, wenn jeder Koppelfeldbaustein in der Lage ist, jedes Steuerwort zu Wegeeinstellung sofort (d.h. innerhalb von 125 µs bei normalen PCM-Systemen) zu verarbeiten, so daß das nächste Steuerwort zur Wegeeinstellung automatisch zum nächsten Koppelfeldbaustein weitergeleitet werden kann. Damit ergibt sich eine Analogie zu herkömmlichen Wählersystemen. Die Auswahl des Traktes in einem Koppelfeldbaustein entspricht der erzwungenen Wahl eines Wählers; die Auswahl der Zeitlage innerhalb des Traktes entspricht der freien Wahl. Ein Beispiel eines auf diesen Prinzipien aufgebauten PCM-Verbindungsfeldes ist das des Systems 12 [10].

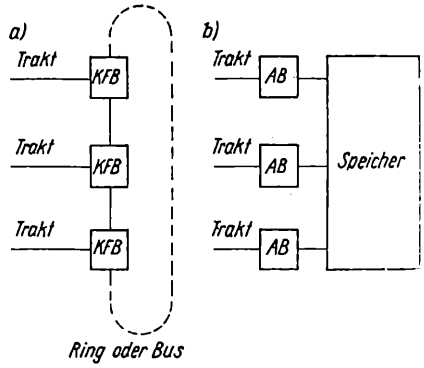
Bei der zentralen Zeichengabe ist i. allg. kein schritthaltender Wegeaufbau möglich, weil Blockierungen auftreten können, was zu zeitlichen Verzögerungen bei der Weitergabe einzelner Steuerwörter führen kann.

Auf der Basis von Koppelfeldbausteinen mit integrierter Steuerung lassen sich Koppelfelder mit verteilter Steuerung, die sich durch eine hohe Zuverlässigkeit und die schrittweise Wegesuche auszeichnen, aufbauen. Die hohe Zuverlässigkeit ist durch das Fail-soft-Verhalten der Koppelfelder bedingt; es sind im Normalfall immer ausreichend Wege „um das defekte Bauelement herum" möglich. Allerdings sind Maßnahmen der Fehlererkennung und Fehlersignalisierung zwischen den einzelnen Koppelfeldbausteinen erforderlich.

Die schrittweise Wegesuche erfordert zur Sicherung einer geringen Blockierungswahrscheinlichkeit — ähnlich wie das auch bei Wählersystemen der Fall ist — eine geringere Auslastung der Kanäle gegenüber Koppelfeldern mit weitspannender Wegesuche, so daß sich ein größerer Aufwand im Koppelfeld ergibt. Er kann auch dadurch nicht kompensiert werden, daß die hohe Arbeitsgeschwindigkeit des Koppelfeldes bei einem nicht erfolgreichen Versuch zum Aufbau eines Weges einen zweiten oder auch dritten Versuch ermöglichen würde. Für einen konkreten Fall zeigt Bild 6 das Blockierungsverhalten eines Koppelfeldes mit verteilter Steuerung.

Abschließend sei noch auf zwei verwandte Sonderformen von Koppelfeldern hingewiesen. Sie bestehen aus einem leistungsfähigen Bus bzw. einem leistungsfähigen Speicher, woran jeweils die einzelnen Trakte angeschlossen sind (Bild 7). Die Sonderform mit einem leistungsfähigen Bus ermöglicht bei gleichzeitigem Einsatz von Maßmahnen gegen Störungen die räumliche Entfernung zwischen den Koppelfeldbauelementen zu vergrößern. Somit ergibt sich ein kontinuierlicher Übergang zu Vermittlungssystemen mit Mehrfachzugriff.

Bild 7
Ring bzw. Bus und Speicher als Sonderform digitaler Koppelfelder
KFB Koppelfeldbaustein, AB Anpassungsbaustein



3. Steuerung

Rechnergesteuerte Vermittlungssysteme der dritten Generation verfügen über verteilte Steuerungen. Somit wird es möglich, auch für größere Zentralen ausschließlich „normale" Mikrorechner zur Steuerung einzusetzen. Damit lassen sich auch die hohen Forderungen an die Zuverlässigkeit ohne besondere Maßnahmen realisieren. Der Einsatz einer größeren Anzahl von Mikrorechnern führt zu einer größeren Reserve an Rechenkapazität, die zur Erhöhung der Flexibilität, der Zuverlässigkeit und der Überlastungssicherheit genutzt werden kann.

Der Einsatz stark verteilter Mikrorechnersteuerungen berührt zunehmend die Systemgestaltung als Ganzes; eine Trennung in Hardware und Software, wie sie bei Zentralsteuerungen noch üblich war, wird zunehmend unzweckmäßig [11]. Vielmehr ist es zweckmäßig, eine funktionelle und konstruktive Vereinigung der Mikrorechner mit den von ihnen gesteuerten Einheiten zu speziellen Funktionsmodulen vorzunehmen. Damit rücken zwei Fragen in den Mittelpunkt:

1. Welche Funktionen sollen in abgeschlossenen Modulen realisiert werden?
2. Wie sind „zukunftssichere" Schnittstellen zwischen den Modulen zu schaffen?

Bei der Verteilung der Vermittlungs- und Betriebsfunktionen auf einzelne Module sind zwei Gesichtspunkte zu berücksichtigen:

Erstens ist zwischen hardwareorientierten und softwareorientierten Modulen zu unterscheiden. Hardwareorientierte Module dienen der Bereitstellung von Funktionen, die eine spezielle Hardware erfordern, wie sie die Vermittlungshardware und die Daten- und Bedienperipherie darstellen. Die Software dient der Steuerung dieser Hardware. Softwareorientierte Module dienen der Realisierung bestimmter Softwarefunktionen wie der Verbindungsbearbeitung und den Betriebsfunktionen.

Zweitens ist bei den softwareorientierten Modulen zwischen deren Hardwarestruktur und ihrer Stellung im gesamten Steuerungsprozeß zu unterscheiden. Hinsichtlich der Hardwarestruktur ist es zweckmäßig, gleichartige Module vorzusehen, um ein lückenloses gegenseitiges Ersetzen zu ermöglichen. Hinsichtlich der Stellung im Steuerungsprozeß existieren hierarchische Beziehungen zwischen den einzelnen softwareorientierten Modulen.

Wie weit sollte man mit der Verteilung der Steuerungsaufgaben gehen? Es sind meist gegenläufige Tendenzen wirksam, so daß die optimale Verteilung immer ein Kompromiß ist. Trotzdem sind einige allgemeine Bemerkungen möglich.

Eine Reihe von Funktionen sind auf der Basis eines Mikrorechners für eine Zentrale bzw. eine größere Gruppe derselben optimal realisierbar. So ist es sinnvoll, globale Daten zentral zu speichern, da anderenfalls sehr komplizierte Prozesse zur Sicherung des koordinierten Zugriffs und der Aktualisierung der Daten erforderlich sind. Ebenso kann es erforderlich sein, Fehlerbehandlungsmaßnahmen und Maßnahmen zur Überlastabwehr zentral zu koordinieren und hierfür einen speziellen Modul vorzusehen bzw. diese Maßnahmen von einem anderen zentralen Modul mit realisieren zu lassen. Schließlich können auch ökonomische Gesichtspunkte zur Zentralisierung dieser Funktionen zwingen. Es versteht sich, daß für Module mit zentralen Aufgaben Reservemodule vorhanden sein müssen, die eventuell in heißer Reserve betrieben werden müssen.

Ein großer Teil der Funktionen eines Vermittlungssystems ist auf der Basis eines Mikrorechners für einen Trakt realisierbar. Das vereinigt den Vorteil der Schaffung übersichtlicher konstruktiver Einheiten mit der zeitgeteilten Realisierung mehrerer Funktionen in einem Mikrorechner bei einfachen Zugriffsschaltungen. Ein Beispiel ist die Realisierung von 30 MFC-Wahlsätzen. Module dieser Größenordnung können in fast allen Fällen ohne wesentliche zusätzliche Maßnahmen für ihre Funktionssicherheit realisiert werden.

Schließlich ist es auch denkbar, einen Mikrorechner je Anschlußleitung einzusetzen. Das könnte beispielsweise bei digitalen Anschlußleitungen der Fall sein, um komplexe Zeichengabeverfahren für die Teilnehmerzeichengabe zu realisieren.

Ein weiteres Problem ist die Verteilung der Vermittlungs- und Steuerungsfunktionen auf Module. In einer Vermittlungsstelle lassen sich zumindest vier Funktionsebenen unterscheiden. Die Verteilung der Funktionen auf Module kann sehr weit getrieben werden, wobei das Ergebnis wesentlich davon abhängt, welches Ziel man erreichen will. Eine nicht sehr weitgehende Verteilung führt zu Modulen mit mehreren Funktionen, die u. U. als kleine Zentralen betrieben werden können. Eine sehr weitgehende Verteilung führt zu sehr speziell ausgerichteten Modulen. Als Folge

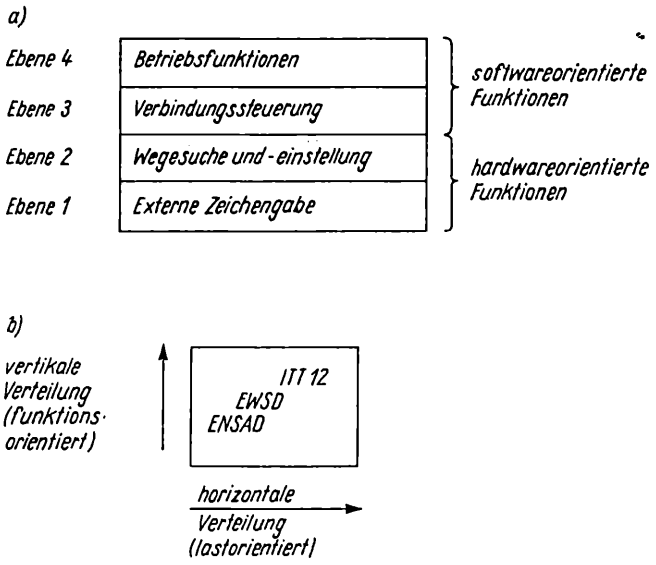


Bild 8. Verteilung der Funktionen auf Module
a) Funktionsebenen
b) Verteilungsgrad

braucht man bereits an der unteren Grenze hinsichtlich der Größe von Zentralen eine größere Anzahl funktionsmäßig unterschiedlicher Module, was oft keine ökonomische Lösung ist.

Eingegangen am 25. Februar 1983 NaA 9054

Literatur

[1] No. 1 Electronic Switching System. The Bell Syst. Techn. J. 43, (1964) 5, S. 1831–2609
[2] *Stürz, H.; Schneider, G.:* Elektronisches Fernsprechvermittlungssystem ENSAD – Systembeschreibung. VEB Fernmeldewerk Arnstadt, 1980
[3] *Vaughan, H. E.:* An Intoduction to No. 4 ESS. International Switching Symposium, Boston, Mass., June 1972. S. 19–25
[4] *Coudreuse, J.-P.:* Systeme E 10. Centres des transit temporelle. Communication & Electronique 43 (1973) S. 71–85
[5] *Das, S.*, u.a.: System 12 Hardware-Struktur. Elektrisches Nachrichtenwesen 56 (1981) 2/3, S. 135–147
[6] Specification of Signalling System No. 7. CCITT Recommendations Q. 701 bis Q. 741
[7] *Slatter, R. C.*, u.a.: Teilnehmerzugang zu einem integrierten Nachrichtennetz. Elektrisches Nachrichtenwesen 56 (1981) 1, S. 31–43
[8] Interface between Data Terminal Equipement and Data Circuit-Terminating Equipement for Terminals Operating in the Packet Mode on Public Data Networks. CCITT Recommendations X. 25
[9] International Standard ISO 3309, Data Communications – High Level Data Link Control – Frame Structure
[10] *Cotton, J. M.*, u.a.: System 12 Digital-Koppelnetz. Elektrisches Nachrichtenwesen 56 (1981) 2/3, S. 148–160
[11] *Nestel, S.:* Strukturbestimmende Kriterien beim Entwurf verteilter Mikrorechnersteuerungen für Fernmeldezentralen. nachrichten elektronik (1980) 2, S. 51–65
[12] *Botsch, D.:* Das System EWSD. telcom report 4 (1981), Beiheft „Digitalvermittlungssystem EWSD", S. 7–12

Dr. sc. techn. *Hans-Georg Porep*, Technische Hochschule Ilmenau, Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik, 6300 Ilmenau, PSF 327

IV. Symposium OPTOELEKTRONIK

Die Betriebssektion der KDT führt gemeinsam mit der Leitung des VEB Werk für Fernsehelektronik im VEB Kombinat Mikroelektronik in der Zeit vom 2. bis 4. November 1983 das IV. Symposium OPTOELEKTRONIK durch. Das Ziel des Symposiums besteht darin, den 1972 begonnenen, 1975 und 1979 fortgesetzten Erfahrungsaustausch mit den Kooperationspartnern aus der Grundlagenforschung, der Entwicklung, Herstellung und Anwendung von optoelektronischen Bauelementen weiterzuführen und die Zusammenarbeit zu vertiefen.

Im Mittelpunkt dieser Veranstaltung stehen Vorträge und Diskussionen zu integrierten optischen Sensoren, zu Bauelementen für die Lichtleiterübertragung und zur Informationswiedergabe mit Displays.

Mit dem IV. Symposium OPTOELEKTRONIK übernimmt die Betriebssektion der KDT die Aufgabe, einen wirkungsvollen Beitrag zur weiteren Beschleunigung des wissenschaftlich-technischen Fortschritts zu leisten.

Anmeldungen sind schriftlich bis zum 15. Juli 1983 an

VEB Werk für Fernsehelektronik
im VEB Kombinat Mikroelektronik
Betriebssektion der KDT

1160 Berlin
Ostendstr. 1—5

zu richten.

Waldhausen
Stellvertreter des Vorsitzenden
für Öffentlichkeitsarbeit

Anschluß von Verbindungsleitungen an digitale Vermittlungseinrichtungen

R. Tosse, Ilmenau

Mitteilung aus der Technischen Hochschule Ilmenau, Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik

Prof. em. Dr.-Ing. *G. Ulrich* zum 70. Geburtstag gewidmet

Deskriptoren: Mikrorechner, digitale Vermittlungstechnik, Software, Kennzeichenumsetzer

Auf Fernsprechleitungen müssen neben den Sprachsignalen auch vermittlungstechnische Informationen in Form von Schaltkennzeichen (SKZ) übertragen werden, die zum Aufbau, Auslösen und der Überwachung von Gesprächsverbindungen benötigt werden [1]. Die SKZ sind elektrische Signale, die derartige Informationen in codierter Form übertragen. Die Zeichen und deren Codierung werden in Zeichengabesystemen (ZGS) zusammengefaßt. Das ZGS innerhalb einer Vermittlungseinrichtung (VE) kann sich von dem auf der angeschlossenen Verbindungsleitung unterscheiden. Deshalb ist ein Interface [2] notwendig, das die jeweilige VE an ihre Umwelt anpaßt. Diese Aufgabe wird von sogenannten Kennzeichenumsetzern oder Übertragungen oder Leitungssätzen [1] übernommen. In modernen rechnergesteuerten VE spricht man an dieser Stelle auch von Anschaltemodulen (ASM), die ihrerseits mikrorechnergesteuert sind [3].

In bestehenden digitalen Systemen können zwei Arten von ASM unterschieden werden: ASM für eine relativ große Anzahl von Leitungen mit gedoppelter Steuerung und der Möglichkeit von Internverbindungen [4] und ASM für einen oder zwei Trakte mit 30 Kanälen [5].

Den weiteren Überlegungen soll die zweite Variante zugrunde gelegt werden, da sich einige Grundprobleme übersichtlicher diskutieren lassen. Das gilt dann sinngemäß auch für die erste Variante. An dieser Stelle sei noch darauf hingewiesen, daß z. B. in [5] neben den ASM für Teilnehmerverbindungsleitungen auch periphere Module, die ausschließlich Erkennungs-, Steuer-, Service- o. a. Funktionen ausüben, als ASM bezeichnet werden. Die nachfolgenden Ausführungen beschränken sich auf ASM für Verbindungsleitungen.

1. Probleme der Zusammenarbeit verschiedener ZGS

Bei der Betrachtung der ZGS muß grundsätzlich zwischen analogen und digitalen ZGS unterschieden werden. Bei den analogen ZGS stehen die elektrischen Größen, Strom, Spannung, Polarität und Frequenz sowie zeitliche Bedingungen zur Verfügung. Die Zeichengabe kann sowohl kanalgebunden, d. h., die SKZ werden über die Sprachkanäle mit ausgetauscht, als auch über zentrale Zeichengabekanäle realisiert werden. Die meisten analogen ZGS sind kanalgebunden. Ein Beispiel für ein ZGS mit zentralem Zeichengabekanal ist das CCITT-ZGS Nr. 6 [6].

Bei den digitalen ZGS ist die Kennzeicheninformation an Bitmuster gebunden. Sie können über einen Zeichengabekanal (out-slot) oder innerhalb der Sprachkanäle übertragen werden (in-slot). In [7] haben die internen Sprachkanäle beispielsweise eine Breite von 16 bit und werden mit zur Zeichengabe genutzt.

Bei den Zeichengabeverfahren kann man zwischen Impulszeichengabe, Halbzwangslauf und vollständigem Zwangslauf unterscheiden. Bei Impulszeichengabe werden die SKZ in einer bestimmten Geschwindigkeit ohne Rückmeldungen vom Empfänger ausgesendet. Beim Halbzwangslaufverfahren wird vom Empfänger ein kurzzeitiger Quittungsimpuls an den Sender gesendet, der diesen veranlaßt, das gesendete Zeichen abzuschalten und nach einer Schutzzeit das nächste Zeichen auszusenden. Beim vollständigen Zwangslauf werden die Sende- und Quittungssignale quittiert und jeweils nach Empfang der Quittung die Zeichen abgeschaltet (Bild 1). Diese Probleme spielen für die Kennzeichenumsetzung selbst keine Rolle, sie sind für die Realisierung der ASM aber wichtig, da von diesen das geforderte Signalspiel realisiert werden muß.

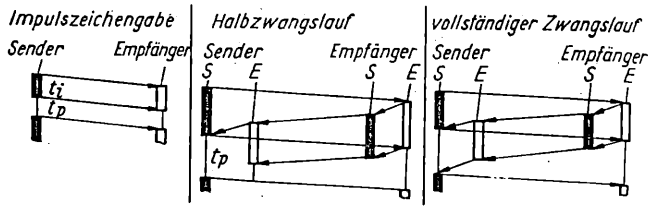


Bild 1. Gegenüberstellung von Quittungsverfahren

Ein wesentliches Problem bei der Kopplung verschiedener ZGS kann die unterschiedliche Zeichengabegeschwindigkeit sein. Es tritt besonders da auf, wo moderne VE mit direktgesteuerten VE der ersten Generation zusammenarbeiten [8]. In diesen Fällen muß eine Zwischenspeicherung von SKZ und Informationsvorverdichtung (z. B. Wandlung Wahlimpulsserie — Wahlziffer) zum Ausgleich von Geschwindigkeitsunterschieden erfolgen.

2. Grundsätzliche Aufgabenstellungen von ASM digitaler Vermittlungseinrichtungen

Aus den o. g. Problemen der Kopplung verschiedener Zeichengabesysteme ergeben sich folgende Aufgabenstellungen, die von den ASM zu lösen sind:

1. Empfang von SKZ der eigenen VE und von den Verbindungsleitungen,
2. Decodierung der empfangenen SKZ,
3. Umsetzung der SKZ in das andere ZGS und Codierung,
4. Aussenden von SKZ an die VE bzw. Leitung,
5. Gewährleistung des erforderlichen Signalspiels beim Senden und Empfangen von SKZ,
6. Überwachungs- und Servicefunktionen.

Bei der Vermittlungseinrichtung liegen die SKZ in jedem Fall in digitaler Form vor. Beim Empfangen muß auf bestimmte Kanäle (Zeitlagen) zugegriffen werden bzw. beim Senden müssen Datenworte an bestimmte Kanäle ausgegeben werden. Handelt es sich bei dem VE-internen ZGS um ein Verfahren mit separatem Zeichengabekanal, muß ein Zugriff in Sende- und Empfangsrichtung jeweils nur zu diesem (in der Regel 16.) Kanal möglich sein. Wird In-slot-Zeichengabe verwendet, ist ein Zugriff zu allen Kanälen erforderlich. Es ist jedoch auch denkbar, daß die kanalgebundenen SKZ, die von Leitungen kommen, von eigens dafür eingerichteten Modulen empfangen und verarbeitet werden (z. B. MFC-Tastenwahlzeichen in [5]). In diesem Fall genügt ein Zugriff zum Zeichengabekanal und Durchschalten der Sprachkanäle zur VE.

Für einen Typ einer VE oder für ein betrachtetes Vermittlungssystem ist die notwendige Hard- und Software VE-seitig einheitlich, da von einem einheitlichen internen Zeichengabeverfahren ausgegangen werden kann. Eine Ausnahme bilden o. g. SKZ, die kanalgebunden zur VE durchgeschaltet und von speziellen Modulen ausgewertet werden, was aber keine Änderungen in den ASM für Anschlußleitungen nach sich zieht.

3. Anschaltemodul für analoge Leitungen

Da moderne digitale Vermittlungseinrichtungen auf Grund der großen notwendigen Investitionen nur schrittweise eingeführt werden können, müssen sie noch lange Zeit mit bestehenden analogen Einrichtungen zusammenarbeiten. Deshalb sind ASM für analoge Verbindungsleitungen notwendig. Dort werden jeweils 30 Kanäle zu einem Multiplexsignal zusammengefaßt. Neben den vermittlungstechnischen Aufgaben müssen sie auch den PCM-Rahmen bilden. Da die meisten analogen ZGS ihre Schalt-

kennzeichen kanalgebunden übertragen, ergibt sich für analoge ASM eine Struktur nach Bild 2.
Die Leitungen werden an Anpaßschaltungen (AS) angeschaltet. Dort erfolgen Schutzmaßnahmen sowie eine Wandlung der Schaltkennzeichen in eine dem Mikrorechner (MR) zugängliche Form in Empfangsrichtung. In Senderichtung erfolgt das Anschalten von Schaltkennzeichen entsprechend den vom Mikrorechner angelegten Bitmustern. In [9] befinden sich Beispiele für elektronische Anpaßschaltungen. Die Sprachsignale werden in VE-Richtung analog — digital gewandelt und zu einem PCM 30-Multiplexsignal zusammengefaßt.
An dieser Stelle sei nochmals darauf hingewiesen, daß beispielsweise MFC-Signale vom Anschaltmodul wie Sprachsignale gehandhabt werden können. Sie werden dann in digitalisierter Form in den Sprachkanälen übertragen und speziellen Modulen zur weiteren Verarbeitung zugeführt.
Schaltkennzeichen, die vom Anschaltmodul zur VE gesendet werden müssen, werden vom Mikrorechner in ein Schreibregister (SR) geschrieben und in das Multiplexsignal eingeschachtelt. Umgekehrt werden Schaltkennzeichen von der VE über ein Leseregister (LR) vom Mikrorechner gelesen. Die Schaltkennzeichen können so ohne Hardwareanpassung von den entsprechenden Registern gelesen bzw. an diese ausgegeben werden. Muß zu allen Kanälen zugegriffen werden, kann sich ein schneller Bus als Schnittstelle zum Mikrorechner erforderlich machen [5]. Es können dann Datentransfergeschwindigkeiten bis zu 1 Byte/3,9 µs auftreten.

Der Mikrorechner übernimmt die Steuerung des Signalspieles leitungs- als auch VE-seitig sowie die Kennzeichenumsetzung und Informationsvorverdichtung, wo es erforderlich ist.

Ist eine Zwischenspeicherung von SKZ erforderlich, kann diese im RAM des Mikrorechners erfolgen. Bei der Gestaltung der Anpaßschaltungen kann in Wechselwirkung mit der Software des MR eine Reduzierung des Hardwareaufwandes erreicht werden, indem möglichst viele Aufgaben in die Software verlagert werden (zeitliche Bedingungen, Impulszählungen u.a.), so daß sich die Anpaßschaltungen auf Pegelwandler und Detektoren beschränken. MFC-Empfangssätze sind gegenwärtig noch aufwendige Hardwareschaltungen. Es gibt jedoch Beispiele [10] für MFC-Erkennung mit Mikrorechnern. Die Anpaßschaltungen führen dann nur eine AD-Wandlung der MFC-Signale durch.

4. Anschaltemodul für digitale Leitungen

Bei digitalen Anschlußleitungen liegen die Sprachsignale und SKZ bereits in digitaler Form in einem Multiplexsignal vor. Hinsichtlich der SKZ-Verarbeitung unterscheiden sich Leitungs- und VE-Seite nicht grundsätzlich. Die SKZ-Eingabe erfolgt über Leseregister und die Ausgabe über Schreibregister. Es gilt das unter Abschn. 3. für die VE-Seite Gesagte für beide Seiten. Die Sprachinformationen werden durchgeschaltet. In Bild 3 ist die grundsätzliche Struktur eines ASM für digitale Leitungen dargestellt.

Die meisten PCM-Übertragungssysteme mit 30 Kanälen verwenden für die SKZ-Übertragung den 16. Kanal als Zeichengabekanal. Trotzdem kann nicht in allen Fällen von einer zentralen Zeichengabe gesprochen werden [11]. Bei der Kennzeichenübertragung im System PCM 30 [12] oder der Übertragung der Leitungszeichen der Digitalversion des ZGS R 2 [13] wird jedem Sprachkanal ein Kennzeichenkanal mit 2 kbit/s Übertragungskapazität zugeordnet. Er wird im 64 kbit/s-Kanal der 16. Zeitlage übertragen. Dazu wird ein Überrahmen einer Länge von 16 Rahmen gebildet, in dem je Rahmen zwei Zeichenkanäle zu 4 bit übertragen werden. Im letzten Rahmen wird ein Überrahmensynchronwort übertragen, um eine richtige Zuordnung der SKZ zu den Kanälen zu gewährleisten.

Damit entstehen beim Anschluß derartiger Leitungen die Probleme einer Überrahmensynchronisation bzw. Überrahmenbildung und richtigen zeitlichen Zuordnung der Eingabewerte zu den Kanälen bzw. der richtigen zeitlichen Ausgabe der SKZ. Dieses Problem kann und sollte von der Software gelöst werden. VE-seitig erscheint die Verwendung eines derartigen ZGS wenig sinnvoll, da laufend Informationen über Zustände übertragen werden, für eine SKZ-Verarbeitung jedoch Zustandsänderungen relevant sind [14].

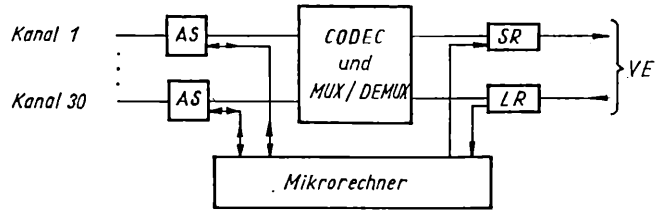


Bild 2. Anschaltemodule für analoge Leitungen. AS Anpaßschaltungen, SR Schreibregister, LR Leseregister, VE Vermittlungseinrichtung

5. Unifizierung der Anschaltemodule

Anschaltemodule werden Baugruppen sein, die in großer Anzahl vorkommen. Auf Grund der Vielfalt bestehender ZGS erreichen sie aber auch eine große Vielfalt, wenn man jedem ZGS einen ASM-Typ zugrunde legt. Um die Typenvielfalt einzuschränken und damit eine ökonomischere Produktion zu gewährleisten, ist die Frage einer möglichen Vereinheitlichung der ASM interessant.
Die Mikrorechnersteuerung und damit Programmierbarkeit der ASM kommt dieser Aufgabenstellung bereits entgegen. Man kann sagen, daß eine Unifizierung der Hardware um so einfacher ist, je mehr das Spektrum der unterschiedlichen Aufgabenstellungen mit Hilfe der Software gelöst wird.
Wegen der Vielfalt der physikalischen Formen und geforderten Anschaltebedingungen analoger ZGS erscheint eine Unifizierung analoger ASM wenig sinnvoll. Es sollte dort versucht werden, das Spektrum der Anpaßschaltungen zu optimieren.
Bei den digitalen ASM erscheint eine Unifizierung eher möglich, da die notwendigen Zugriffseinheiten zu den Multiplexsignalen nicht vom ZGS abhängen bzw. nur davon, ob und auf welche Kanäle in welcher Bitbreite zugegriffen werden muß. VE-seitig ist eine einheitliche Gestaltung aller ASM-Typen möglich.

6. Softwaregestaltung

Bei der Erstellung der Software sollte eine modulare Gestaltung angestrebt werden, die den Einsatz von Programmen in mehreren ASM-Typen ermöglicht.
Es müssen drei Arten von Programmen unterschieden werden:

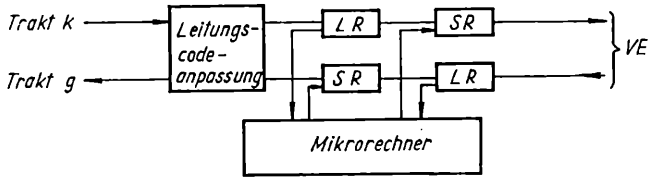
— Programme, die in allen ASM-Typen erforderlich sind, wie z.B. zur Steuerung des Kennzeichenaustausches mit der VE
— Programme, die in mehreren ASM-Typen erforderlich sind, wie z.B. zur Überrahmensynchronisation und -bildung oder MFC-Erkennung und Erzeugung
— Programme, die speziell auf einen ASM-Typ zugeschnitten sind, wie zur Steuerung des leitungsseitigen Zeichenaustausches und zur SKZ-Umsetzung.

Die Forderung nach Modularität ist besonders wichtig bei Programmen, die in mehreren ASM-Typen angewendet werden können, um einen universellen Einsatz dieser Typen zu ermöglichen.

7. Zusammenfassung

Es wurden einige Probleme bei der Realisierung von Anschaltemodulen für Verbindungsleitungen an digitale Vermittlungseinrichtungen diskutiert. Es muß davon ausgegangen werden, daß digitale Vermittlungseinrichtungen nach ihrer Einführung noch lange Zeit teilweise in einer analogen Umwelt arbeiten müssen. Deshalb ist auch der Anschluß analoger Leitungen erforderlich. Daher muß grundsätzlich zwischen ASM für analoge und digitale Leitungen unterschieden werden, die ihre spezifischen Probleme haben.
Die Reduzierung der Typenvielfalt von ASM ist um so leichter möglich, je mehr Aufgaben softwaremäßig gelöst werden. Sie er-

Bild 3. Anschaltemodule für digitale Leitungen.
LR Leseregister, SR Schreibregister



scheint hardwaremäßig bei ASM für digitale Leitungen realisierbar. Bei der Gestaltung der Software ist eine Modularisierung, zumindest der Programme, anzustreben, um die Probleme, die bei mehreren ASM-Typen auftreten, zu lösen. Damit kann der universelle Einsatz dieser Programme gewährleistet werden.

Eingegangen am 24. November 1982 NaA 9058

Literatur

[1] *Schwertfeger, H. J.:* Vermittlungssysteme für Nachrichtennetze. Berlin: VEB Verlag Technik 1977

[2] *Pearce, J. G.:* Telecommunications Switching. New York: Plenum Press 1981

[3] *Gerbig, K.:* Mikrorechnergesteuerte digitale Vermittlungstechnik. Fernmeldetechnik 21 (1981) 5, S. 164–167

[4] *Borger, R.; Hlawa, F.:* Periphere Umschlußgruppen im System EWSD. telcom report 4 (1981), Beiheft „Digitalvermittlungssystem EWSD", S. 19–28

[5] *Das, S.; Strunk, K.; Vestraete, F.:* System 12 Hardware-Struktur. Elektrisches Nachrichtenwesen 56 (1981) 2/3, S. 135–147

[6] Zeichengabesystem Nr. 6, Informationsheft des Instituts für Post- und Fernmeldewesen Nr. 259b

[7] *Cotton, J. M.*, u.a.: System 12, Digitalkoppelnetz. Elektrisches Nachrichtenwesen 56 (1981) 2/3, S. 148–161

[8] *Vincelek, V.:* Synchronisation condition for cooperation between directly and indirectly controlled telephone switching systems. Tesla electronics 14 (1981) 3, S. 74–78

[9] Kennzeichenumsetzer des digitalen Übertragungssystems PCM 30/32. Informationsheft des Instituts für Post- und Fernmeldewesen Nr. 245

[10] *Swoboda, I.:* Mikrorechner für die Erzeugung und Erkennung von Signalen. Frequenz (1979) 8, S. 215–218

[11] *Welch, S.:* Signaling in telecommunications networks. London and New York: Institution of Electrical Engineers 1979

[12] Grundlagen der PCM-Nahverkehrssysteme. Informationsheft des Instituts für Post- und Fernmeldeswesen Nr. 215

[13] Zeichengabesystem R2. Informationsheft des Instituts für Post- und Fernmeldewesen Nr. 259c

[14] *Tosse, R.:* Erkennung von Zustandsänderungen auf Fernsprechleitungen mit Hilfe von Mikroprozessoren. Nachrichtentech., Elektron. 30 (1980) 12, S. 514–517

Dipl.-Ing. *Ralf Tosse*, Technische Hochschule Ilmenau, Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik, 6300 Ilmenau, Postschließfach 327

Zentrale Zeichengabe

H. Günzl, Ilmenau

Mitteilung aus der Technischen Hochschule Ilmenau, Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik

Prof. em. Dr.-Ing. *G. Ulrich* zum 70. Geburtstag gewidmet

Deskriptoren: Vermittlungstechnik, Zeichengabe, zentral

Rechnergesteuerte digitale Vermittlungseinrichtungen werden in zunehmendem Maße die Leistungsfähigkeit der Fernsprech- und Datennetze bestimmen und wesentlich erweitern. Die Vielzahl der dabei anfallenden vermittlungstechnischen Informationen kann mit den herkömmlichen Zeichengabeverfahren zukünftig nicht mehr effektiv bewältigt werden. Insbesondere zur Abwicklung des internationalen automatischen Fernsprechverkehrs sind daher neue Festlegungen erforderlich. Das CCITT kommt diesen Forderungen durch die Erarbeitung entsprechender Empfehlungen für Zeichengabesysteme nach.
Ziel dieses Beitrags ist es, das Verfahren der zentralen Zeichengabe und die CCITT-Zeichengabesysteme Nr. 6 und insbesondere Nr. 7 vorzustellen.

1. Begriffe

Zur Realisierung von Vermittlungsfunktionen ist ein Informationsaustausch zwischen Endstelle und Zentrale, innerhalb einer Zentrale sowie zwischen Zentralen erforderlich. Dieser Austausch spezifischer Steuerinformationen wird als Zeichengabe bezeichnet. Träger der Informationen sind die Zeichen (Schaltkennzeichen, Kennzeichen), die durch elektrische Signale übertragen werden. Der Umfang der notwendigen Steuerinformationen bestimmt die Anzahl der zu definierenden Zeichen und die Möglichkeiten ihrer elektrischen Darstellung.
Ein so festgelegter Zeichenvorrat wird als Zeichengabesystem bezeichnet [1].

2. Zeichengabeverfahren

Die folgenden Ausführungen beziehen sich ausschließlich auf die Zeichengabe zwischen Zentralen. In diesem Bereich können nach [2] drei Zeichengabeverfahren unterschieden werden:

— dezentrale (kanalindividuelle) Zeichengabe
— teilzentrale (leitungsindividuelle) Zeichengabe
— zentrale Zeichengabe (zentraler Zeichenkanal).

Die dezentrale Zeichengabe ist durch eine sprechkreisgebundene Übertragung der Zeichengabeinformationen charakterisiert. Jedem Sprechkreis wird dabei genau ein Zeichengabekanal zugeordnet, der mit dem Nutzkanal identisch (in-band) sein oder außerhalb des Nutzkanals (out-band) liegen kann.

Ein Vorteil der In-band-Zeichengabe ist die Anwendbarkeit auf jedem Nutzkanal, wobei jedoch der technische Aufwand zur Trennung von Nutzsignalen und Zeichen hoch ist. Er steigt mit der Anzahl der definierten Zeichen stark an, so daß nur in begrenztem Umfang Zeichengabeinformationen übertragen werden können.
Das gilt auch für die Out-band-Zeichengabe, denn hier ist der begrenzende Faktor für jeden Nutzkanal zusätzlich bereitzustellende Übertragungskapazität.
Die Möglichkeiten eines dezentralen Verfahrens sollen am Beispiel des CCITT-Zeichengabesystems R2 verdeutlicht werden.
Für die Übertragung der Registerzeichen stehen je 6 Signalfrequenzen (in-band) in Vorwärts- und Rückwärtsrichtung zur Verfügung. Der verwendete 2-aus-6-Code ergibt 15 Kombinationen, und durch Bildung von 2 Gruppen ergeben sich 30 Zeichen für jede Richtung. Die Übertragung der Leitungszeichen erfolgt durch eine Signalfrequenz (out-band) [3].
Die teilzentrale Zeichengabe realisiert eine gemeinsame Übertragung von Nutz- und Zeichengabeinformationen im Adressenmultiplexverfahren und wird in Datennetzen angewendet. Das Verfahren ermöglicht einen großen Zeichenvorrat und ist flexibel in der Anpassung an verschiedene Dienste [2]. Diese Forderungen müssen auch durch die zentrale Zeichengabe erfüllt werden.

3. Merkmale der zentralen Zeichengabe

Die rechnergesteuerte Vermittlungstechnik ermöglicht die Einführung einer Vielzahl neuer Leistungsmerkmale. Damit steigt der notwendige Informationsaustausch zwischen den Zentralen, und dieser Entwicklung kann mit den dezentralen Zeichengabeverfahren bei vertretbarem Aufwand zukünftig nur noch begrenzt entsprochen werden.
Neben den den Nutzkanälen zuzuordnenden Zeichengabeinformationen steigt aber auch der Anteil der Informationen, die für die Steuerung des gesamten Fernsprech- oder Datennetzes erforderlich sind und nur zwischen den Steuerrechnern der einzelnen Vermittlungsstellen ausgetauscht werden müssen.
Es erscheint deshalb naheliegend, eine zentrale Datenverbindung zwischen den Steuerrechnern aufzubauen und darüber die Zeichengabe für mehrere physikalische Leitungen sowie andere zusätzliche Informationsflüsse abzuwickeln.
Bild 1 stellt noch einmal die dezentrale der zentralen Zeichen-

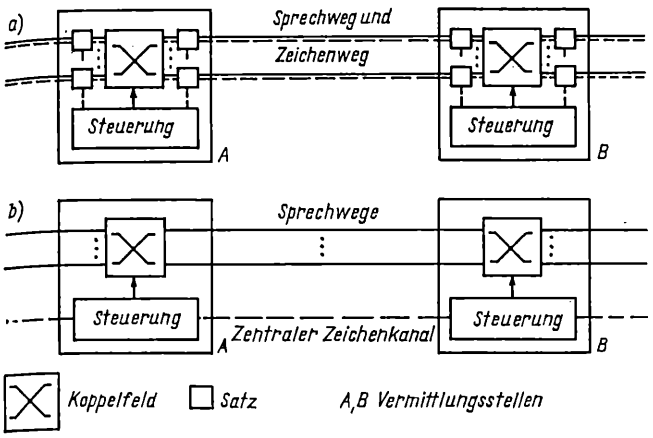


Bild 1. Dezentrale a) und zentrale b) Zeichengabe (nach [4])

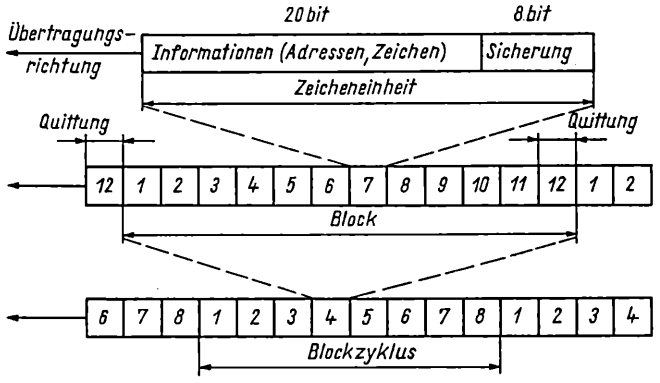


Bild 3. Zeichen- und Blockstruktur im CCITT-Zeichengabesystem Nr. 6 (nach [4])

gabe gegenüber. Als Vorteil fällt unmittelbar die Einsparung der Sätze als Zugriffsbaugruppen der Steuerung bezüglich der Zeichengabe auf. Die Zuordnung der Zeichengabeinformationen zu den Nutzkanälen und Leitungen erfolgt durch Adressierung.
Problematisch ist der Ausfall eines zentralen Zeichenkanals. Hier müssen im Gegensatz zur dezentralen Zeichengabe zusätzliche Vorkehrungen getroffen werden, um stabile und zuverlässige Zeichengabebeziehungen zwischen den Zentralen zu gewährleisten. Eine wesentliche Maßnahme ist deshalb die Ersatzschaltung von zentralen Zeichenkanälen.
Außerdem können verschiedene Betriebsweisen vorgesehen werden (Bild 2). Der assoziierte Betrieb liegt vor, wenn die Nutzkanäle und der zentrale Zeichenkanal im Vermittlungsnetz gemeinsam geführt werden. Anderenfalls spricht man vom nichtassoziierten Betrieb, der aber nur in einem Sonderfall, dem quasiassoziierten Betrieb, angewendet wird. Der Weg des Zeichenkanals verläuft dabei über einen sogenannten Zeichen-

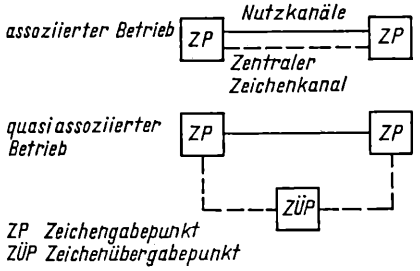


Bild 2
Betriebsweisen zentraler Zeichenkanäle

übergabepunkt. Der quasiassoziierte Betrieb ist in erster Linie für geringe Bündelstärken vorgesehen, bei denen die Führung eines eigenen Zeichenkanals nicht lohnt.
Die zentrale Zeichengabe ermöglicht durch die Anwendung schneller Datenübertragungsverfahren auf dem zentralen Zeichenkanal kürzere Verbindungsauf- und -abbauzeiten sowie kürzeren Ruf- und Meldeverzug. Das entspricht den Anforderungen des internationalen und interkontinentalen automatischen Fernverkehrs unter Einbeziehung der Übertragung über Satelliten [2].

4. CCITT-Zeichengabesystem Nr. 6

Das Zeichengabesystem Nr. 6 ist das erste standardisierte und angewendete Zentralkanalverfahren. Auch wenn bereits die Empfehlungen für das bedeutend weiterentwickelte Zeichengabesystem Nr. 7 vorliegen, sollen hier die wesentlichsten Merkmale des Systems Nr. 6 noch einmal genannt werden.
Die Zeichenübertragung zwischen den rechnergesteuerten Vermittlungsstellen erfolgt durch synchrone, serielle Datenübertragung mit 2400 bit/s (4-Phasen-Differenzmodulation), so daß Fernsprechkanäle als zentrale Zeichenkanäle genutzt werden können. Für eine digitale Version des Zeichengabesystems Nr. 6 zum Einsatz in PCM-Systemen sind Übertragungsgeschwindigkeiten von 4 kbit/s und 56 kbit/s vorgesehen [1].
Zur Übertragung der Zeichen werden Zeicheneinheiten mit einer Länge von 28 bit gebildet. Davon dienen 8 bit als Sicherungsbits, und die übrigen 20 bit tragen entsprechend des Typs der Zeicheneinheiten Informationen. Neben den Fernsprechzeicheneinheiten sind z.B. noch Synchronisierungs-, Blockquittungs- und Mehrfachzeicheneinheiten definiert.
Für die Codierung von Zeichen stehen 8 bit, also 256 Möglichkeiten, und damit relativ große Reserven im Zeichenvorrat zur Verfügung.
Bild 3 zeigt die Bildung von Blöcken aus 12 Zeicheneinheiten und die Zusammenfassung von Blöcken zum Blockzyklus.
In [4] wird ein Beispiel für die Leistungsfähigkeit des Zeichengabesystems Nr. 6 angegeben. Danach können bei einer Belastung des Zentralen Zeichenkanals mit 0,4 Erl und der Annahme von 15 Belegungen je Sprechkreis und Stunde bei durchschnittlich 12 Zeichen je Verbindung 1200 Sprechkreise bedient werden.
Für digitale Netze hat das Zeichengabesystem Nr. 6 einige unvorteilhafte Eigenschaften. Die Zeicheneinheiten mit der festen Länge von 28 bit lassen sich nicht in eine rechnergerechte Bytestruktur bringen. Weiterhin sind die festgelegten Übertragungsgeschwindigkeiten zu niedrig bzw. nicht dem in PCM-Systemen üblichen 64 kbit/s-Kanal angepaßt.
Das Zeichengabesystem Nr. 6 hat keine hierarchische Struktur und eignet sich deshalb nicht für den Einsatz in dienstintegrierten Netzen [2].

5. CCITT-Zeichengabesystem Nr. 7

Das Zeichengabesystem Nr. 7 [5] ist für den Einsatz in digitalen Netzen mit speicherprogrammgesteuerten Vermittlungseinrichtungen vorgesehen. Neben der Zeichengabe kann das System für die Fernsteuerung, Netzführung sowie für Betriebs- und Instandhaltungsaufgaben eingesetzt werden. Eine hierarchische Struktur ermöglicht die Integration verschiedener Dienste und die Anpassung an zukünftige Forderungen.
Das Zeichengabesystem Nr. 7 gewährleistet eine zuverlässige Informationsübertragung bei Einhaltung der Zeichenreihenfolge und ohne Zeichenverlust oder Zeichendoppelung.
Als Übertragungsverfahren wird die synchrone, serielle Datenübertragung angewendet.
Das Zeichengabesystem ist für den Betrieb auf digitalen 64 kbit/s-Kanälen optimiert, aber es wurden auch geringere Übertragungsgeschwindigkeiten für Analogkanäle festgelegt.
Die Übersetzung einiger Begriffe aus den CCITT-Empfehlungen [5] erfolgte in Anlehnung an [6] [7].

5.1. Funktionale Gliederung

Das Zeichengabesystem Nr. 7 läßt sich in den Nachrichtenübertragungsteil sowie in mehrere Nutzerteile untergliedern.
Unter Nachrichten sind hier Zeichengabe- oder andere Informationen zu verstehen, die vom Nachrichtenübertragungsteil gemeinsam für alle Nutzer unabhängig vom Nachrichteninhalt transportiert werden. Durch die Definition von 4 Funktionsebenen wird das System weiter unterteilt (Bild 4). Ausgehend von diesem Ebenenmodell legen die CCITT-Empfehlungen Funktionen und Schnittstellen der Ebenen fest, ohne dabei konkrete technische Realisierungen vorzuschreiben.
Die Ebenen 1 bis 3 bilden den Nachrichtenübertragungsteil. Ebene 1 definiert physikalische, elektrische und funktionelle Eigenschaften eines Zeichenkanals.

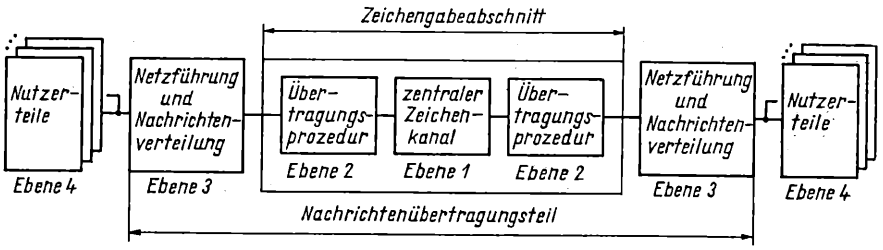


Bild 4. Funktionale Gliederung des CCITT-Zeichengabesystems Nr. 7

Bild 5. Zeicheneinheiten im Zeichengabesystem Nr. 7
DI Dienstindikator
LI Längenindikator
NI Nationalindikator
RFN Rückwärts-Folgenummer
RIB Rückwärts-Indikatorbit
VFN Vorwärts-Folgenummer
VIB Vorwärts-Indikatorbit

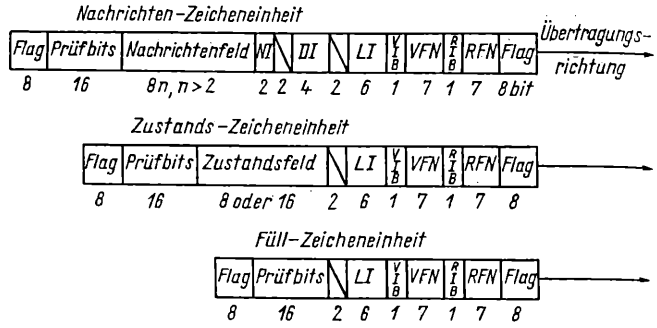
Neben dem digitalen 64 kbit/s-Kanal ist die Übertragung mit 4,8 kbit/s auf Analogstrecken vorgesehen.
Die Ebene 2 bildet zusammen mit Ebene 1 den Zeichengabeabschnitt, der die Grundlage für die Herstellung einer Zeichengabebeziehung zwischen zwei Punkten darstellt.
Die Nachrichtenübertragung erfolgt auch im Zeichengabesystem Nr. 7 durch Zeicheneinheiten.
Einige Aufgaben der Ebene 2 sind:
— Begrenzung der Zeicheneinheiten durch Flags
— Synchronisation der Zeicheneinheiten
— Fehlererkennung
— Fehlerkorrektur
— Zeichengabeabschnitts-Fehlerüberwachung.

Insgesamt wird durch die Ebene 2 eine sogenannte Übertragungsprozedur bereitgestellt, die die Sicherheit des Datenaustauschs auf einem einzelnen Zeichenkanal, aber noch nicht für das gesamte Zeichengabenetz realisiert.
Diesen Aufgabenkomplex, der sehr umfangreich ist, bearbeitet die Ebene 3 im Rahmen der Zeichengabe-Netzführung. Von hier aus werden Reaktionen auf die verschiedenen Betriebszustände des Zeichengabenetzes ausgelöst, um eine ständige Verfügbarkeit der Zeichengabe zu gewährleisten.
Ersatzschaltung und Rückschaltung von Zeichenkanälen, Zeichengabe-Verkehrslenkung und Flußsteuerung gehören beispielsweise zur Zeichengabe-Netzführung.
Ein zweiter Aufgabenkomplex der Ebene 3 ist die Zeichengabe-Nachrichtenbehandlung, die eine Verteilung der Zeichengabeinformationen an die einzelnen Nutzerteile in Ebene 4 oder die Weiterleitung an andere Vermittlungsstellen vornimmt.
Die Ebene 4 wird durch verschiedene Nutzerteile gebildet, die die Quellen und Senken bezüglich des Informationsflusses darstellen. In den Empfehlungen des Zeichengabesystems Nr. 7 wurden bisher ein Fernsprech- und ein Datennutzerteil festgelegt. Insgesamt können 16 verschiedene Nutzerteile vom System bedient werden.

5.2. Zeicheneinheiten

Die Übertragung aller anfallenden Informationen erfolgt in Zeicheneinheiten, von denen 3 Typen definiert sind (Bild 5):
— Nachrichten-Zeicheneinheiten
— Zustands-Zeicheneinheiten
— Füll-Zeicheneinheiten.

Jede Zeicheneinheit wird durch Flags mit dem Bitmuster 0 1 1 1 1 1 1 0 begrenzt. Die Übertragungsprozedur in Ebene 2 sichert durch definiertes Einfügen von Nullen in den Bitstrom, daß das Flagbitmuster zwischen den Flags nicht mehr auftreten kann. Dadurch ist trotz der variablen Länge der Zeicheneinheiten eine eindeutige Begrenzung und Erkennung derselben möglich.
Neben den Flags sind noch weitere Bytes definiert, die zur Realisierung der Übertragungsprozedur in Ebene 2 benötigt werden. Die Vorwärts-Folgenummer dient der fortlaufenden Numerierung aller Nachrichten-Zeicheneinheiten; die Rückwärts-Folgenummer kennzeichnet eine bereits empfangene und zu quittierende Nachrichten-Zeicheneinheit. Vorwärts- und Rückwärts-Indikatorbit werden zur Fehlerbehandlung benötigt.
Jede Zeicheneinheit enthält zur Fehlererkennung 16 Prüfbits, die durch zyklische Codierung mit dem Generatorpolynom $g(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$ gebildet werden.
Die Fehlerkorrektur von Nachrichtenzeicheneinheiten erfolgt durch Wiederholung.
Dafür sind zwei Nicht-Zwangslaufverfahren vorgesehen:
— Normalverfahren
— vorbeugende zyklische Wiederholung.

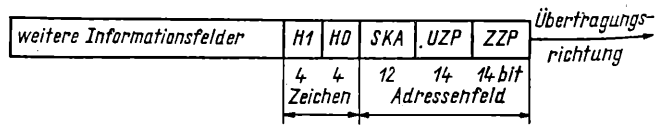


Beim Normalverfahren werden Nachrichten-Zeicheneinheiten nur nach Auftreten eines Fehlers wiederholt. Dabei müssen aber, beginnend mit der fehlerhaften Zeicheneinheit, auch alle nachfolgenden Zeicheneinheiten wiederholt werden, um die ursprüngliche Zeichenreihenfolge zu erhalten. Das kann bei Zeichengabebeziehungen mit ohnehin großen Laufzeiten, z. B. bei interkontinentalen Verbindungen sowie bei Satellitenübertragung, zu unzulässig großen Zeichenverzögerungen führen, so daß hier die vorbeugende, zyklische Wiederholung zur Anwendung kommt. Dabei werden, wenn keine neuen Nachrichten-Zeicheneinheiten zu senden sind, bereits gesendete und noch nicht quittierte Zeicheneinheiten vorbeugend und teilweise mehrfach wiederholt.
Der Längenindikator gibt die Anzahl der innerhalb einer Zeicheneinheit noch folgenden Bytes (ohne Prüfbytes) an. Gleichzeitig wird durch den Längenindikator der Typ der Zeicheneinheit festgelegt.
Zustands-Zeicheneinheiten (Längenindikator 1 oder 2) und Füllzeicheneinheiten (Längenindikator 0) werden nur innerhalb des Nachrichtenübertragungsteils selbst benötigt und tragen keine Nutzerinformationen. Deren Übertragung erfolgt prinzipiell im Nachrichtenfeld der Nachrichten-Zeicheneinheiten.
Die Länge des Nachrichtenfeldes ist variabel und kann, gekennzeichnet durch einen Längenindikator größer 2, bis zu 62 Bytes betragen. Diese mögliche Nachrichtenlänge wird bei der Zeichengabe kaum ausgenutzt, ist aber im Hinblick auf zukünftige Forderungen gewählt.
Die Nachrichtenverteilung an die einzelnen Nutzerteile wird über den Dienstindikator realisiert, der mit 4 bit maximal 16 verschiedene Nutzer zuläßt.
Der Nationalindikator dient der Unterscheidung zwischen nationalen und internationalen Zeichengabebeziehungen, so daß im nationalen Maßstab modifizierte Varianten des Zeichengabesystems Nr. 7 angewendet werden können.

5.3. Fernsprech-Nutzerteil

Das Nachrichtenfeld einer Nachrichtenzeicheneinheit wird nach der Übergabe an die Ebene 4 weiter differenziert (Bild 6).
Im Adressenfeld wird die bei zentraler Zeichengabe notwendige Adressierung aller zu übertragenden Informationen durch Angabe des Zielzeichengabepunktes, des Ursprungszeichengabe-

Bild 6. Nachrichtenfeld im Fernsprech-Nutzerteil des Zeichengabesystems Nr. 7
H0, H1 Hauptfelder
SKA Sprechkreisadresse
UZP Ursprungszeichengabepunkt
ZZP Zielzeichengabepunkt



punktes und der Sprechkreisadresse angegeben. Der Zielzeichengabepunkt wird allerdings schon in Ebene 3 im Rahmen der Nachrichtenverteilung ausgewertet. Die Hauptfelder H0 und H1 legen die Zeichengabeinformationen fest, wobei man die bei 8 bit mögliche Zeichenzahl nicht ausnutzt. An die Hauptfelder können noch zusätzliche Informationsfelder angefügt werden, die weitere, die Zeichen ergänzende Daten aufnehmen. Das ist z. B. bei Belegungsnachrichten oder der Gebührenerfassung der Fall.

Ein Beispiel für die Leistungsfähigkeit des Zeichengabesystems Nr. 7 im Fernsprechverkehr wird in [6] angegeben. Unter den Voraussetzungen einer mittleren Gesprächsdauer von 100 s und einer Auslastung der Verbindungsleitungen mit 0,85 Erl können von einem 64-kbit/s-Zeichenkanal bei doppelt gerichtetem Verkehr etwa 4000 Sprechkreise bedient werden. Dabei ist der Zeichenkanal selbst nur mit 0,35 Erl im Interesse einer möglichst geringen Zeichenverzögerung belastet.

5.4. Anwendung

Das Zeichengabesystem Nr. 7 ist für den Einsatz in digitalen Kommunikationsnetzen optimal und berücksichtigt sowohl heutige als auch zukünftige Forderungen. Daher wird es weltweit bei der Entwicklung digitaler Vermittlungseinrichtungen berücksichtigt, auch wenn gegenwärtig andere Zeichengabesysteme auf Grund des noch nicht vorhandenen digitalen Umfeldes dominieren.

Als Beispiel für die Anwendung des Zeichengabesystems Nr. 7 seien hier die digitalen Vermittlungssysteme EWSD [8] und System 12 [7] genannt.

Trotz unterschiedlicher Systemkonzeptionen ist eine weitestgehend dezentrale Bearbeitung der zentralen Zeichengabe als Gemeinsamkeit erkennbar. Dabei kommen moderne mikroelektronische Bauelemente zum Einsatz. Für das Vermittlungssystem EWSD ist nach [8] der erste kommerzielle Einsatz des Zeichengabesystems Nr. 7 für 1983 geplant.

6. Zusammenfassung

Der Beitrag gibt einen allgemeinen Überblick über das Verfahren der zentralen Zeichengabe zwischen Vermittlungseinrichtungen. Es werden Gründe für den Übergang von der zur Zeit überwiegend eingesetzten dezentralen Zeichengabe zur zentralen Zeichengabe angeführt.

Die Beschreibung der CCITT-Zeichengabesysteme Nr. 6 und Nr. 7 soll die realen Möglichkeiten der zentralen Zeichengabe aufzeigen.

Eingegangen am 25. Februar 1983 NaA 9055

Literatur

[1] *Philippow, E.:* Taschenbuch Elektrotechnik, Bd. 4. Systeme der Informationstechnik. Berlin: VEB Verlag Technik 1979, S. 184–190

[2] *Besier, H.:* Digitale Vermittlungstechnik. München, Wien: R. Oldenbourg Verlag 1981

[3] Fernsprechvermittlungstechnik und -zeichengabe, Empfehlungen der Serien Q und Z des CCITT-Orangebuches Band VI/1977. In: Informationsheft des IPF, Heft 259c, S. 391–477

[4] *Stoll, A.; Dietlmeier, W.:* Das CCITT-Zeichengabeverfahren Nr. 6, eine neue Sprache zwischen internationalen Vermittlungsstellen. Informationen Fernsprech-Vermittlungstechnik 7 (1971) 2/3, S. 93–102

[5] Specifications of Signalling System No. 7; Recommendations Q 701–707, Q. 721–725. CCITT-Yellow Bock; Volume VI/1981

[6] *Hlawa, F.; Stoll, A.:* Der Zentrale Zeichenkanal nach dem CCITT-System Nr. 7. telcom report 2 (1979) 6, S. 394–401

[7] *Rossi, B.; Haerens, F.:* SYSTEM 12 – Anwendung des CCITT-Zentralkanal-Zeichengabeverfahrens Nr. 7. Elektrisches Nachrichtenwesen 56 (1981) 2/3, S. 264–273

[8] *Wenzel, G.:* Der zentrale Zeichenkanal Nr. 7 nach CCITT im System EWSD. telcom report (1981) Beiheft: Digitalvermittlungssystem EWSD, S. 38–42

Dipl.-Ing. *Hartmut Günzl*, Technische Hochschule Ilmenau, Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik, 6300 Ilmenau, PSF 327

Praktische Untersuchungen zur digitalen Fernsehcodierung

B. Albrecht; W. Zühlke, Ilmenau

Mitteilung aus der Technischen Hochschule Ilmenau, Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik

Prof. em. Dr.-Ing. *G. Ulrich* zum 70. Geburtstag gewidmet

Deskriptoren: Fernsehen, digital, Labormuster, Qualität, Vergleich, EDVA, Simulation

Die Untersuchung von Verfahren zur digitalen Fernsehcodierung durch Rechnersimulation [1] ermöglicht einen schnellen, wenig aufwendigen und auch genauen Vergleich unterschiedlicher Verfahren entsprechend vorgegebener oder gewählter Vergleichskriterien. Diese Kriterien für die Einschätzung von Fernsehbildern zu finden und für den Rechner so aufzubereiten, daß er den menschlichen Gesichtssinn nachbildet und nach einem exakten Modell Qualitätseinschätzungen vornimmt, ist hinreichend schwierig und in letzter Konsequenz unmöglich. Das schmälert nicht den Wert von Rechnersimulationen für eine Vorauswahl und eine schnelle Einschätzung von Varianten und Verbesserungen; es macht nur eine nachfolgende und ergänzende praktische Untersuchung der digitalen Fernsehcodierung mit subjektiver Einschätzung der erreichten Qualitätsmerkmale unumgänglich.

Aus Voruntersuchungen und Rechnersimulationen zum digitalen Fernsehen war als günstigste Variante für die Übertragung digitalisierter Farbfernsehsignale mit 34 Mbit/s eine Differenzpulscodemodulation (DPCM) mit Codierung der Differenzwerte mit Codeworten begrenzt variabler Wortlänge (vlw) und synchroner Übertragung von 3-bit-Worten in der Zeit der aktiven Zeile und Übertragung der Restlängen in der Zeilenaustastlücke (ZAL) hervorgegangen, so daß als Arbeitstitel ZAL-vlw-DPCM- oder kurz ZAL-Verfahren entstand [2].

Zu diesem Verfahren wurde nun ein Laboraufbau geschaffen, mit dem auf einem Fernsehschirm nach diesem Verfahren verarbeitete Fernsehsignale dargestellt werden, um die Einflüsse der Verfahrensschritte, auftretende verfahrenstypische Erscheinungen u. a. m. subjektiv einschätzen zu können.

1. Merkmale des ZAL-Verfahrens

Das ZAL-Verfahren zur digitalen Farbfernsehübertragung mit 34 Mbit/s ist durch folgende Schritte gekennzeichnet:

— komponentenweise Codierung mit einem Luminanz- und zwei Chrominanzsignalen und zeilenalternierende Übertragung der beiden Chrominanzsignale

— Redundanzreduktion mit DPCM mit nichtlinearer Quantisierung und adaptiver Kennlinienumschaltung

— Codierung mit in Grenzen variabler Wortlänge

— synchrone Übertragung von 3-bit-Codeworten in der aktiven Zeilenzeit und asynchrone Übertragung von Restlängen im freien Teil der Zeilenaustastlücke

— fehlergesicherte Übertragung mit einer Hammingdistanz $d = 4$

— Stereotonübertragung mit 2×15 kHz Bandbreite und ein Kommentarkanal

— kontrastreiche Wiedergabe für Texteinblendungen und erhöhte Auflösung für Texte und grafische Darstellungen durch zwei spezielle Kennlinien

— Rahmen- und Bildwiedergabegestaltung, weitgehend abgestimmt mit

einem 1250 (1875) Zeilen-Fernsehen (HZF, HDTV) mit 1080 oder 1440 Farbtripel je Zeile

dem digitalen Studiocode mit 625 Zeilen und 720 Farbtripel je Zeile und

dem analogen Fernsehen mit 625 Zeilen und etwa 5 MHz Bandbreite.

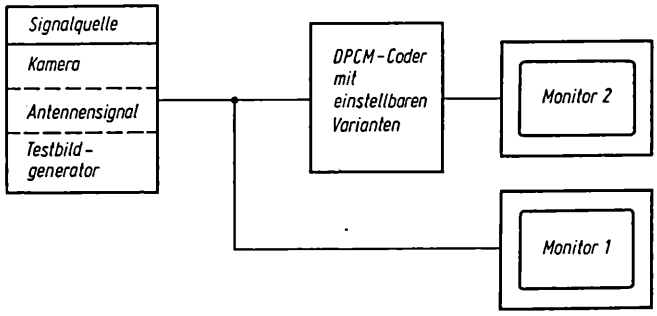


Bild 1. Blockschaltbild Labormodell

Als Vorzugswert für die Zahl der Farbtripel je Zeile ergibt sich unter Berücksichtigung der Normenwandlung zum Studiocode und der Farbartcodierung ein Wert von 480 (475) Farbtripel je Zeile.
Die Prädiktion für die DPCM ist z.Z. eindimensional. Die vertikale Adaption erfolgt mit einer vom Sender gesteuerten Kennlinienumschaltung mit insgesamt acht Kennlinien.
Bild- und Zeilenrahmenstruktur sind so gestaltet, daß einfache AD- und DA-Wandlungen realisierbar sind.

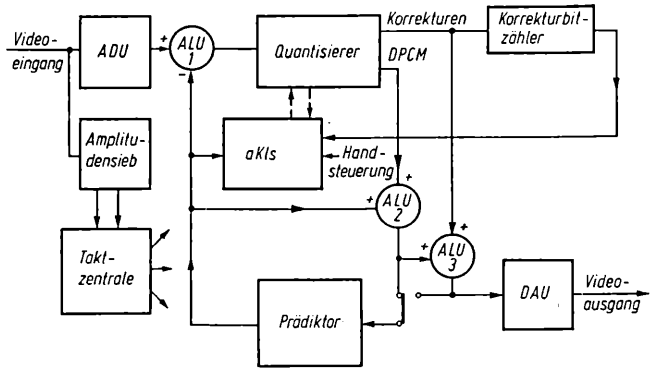
2. Aufbau des Labormodells

Die wesentlichen Schritte des ZAL-Verfahrens, wie AD-Wandlung, Prädiktion, Moden- und Kennliniensteuerung und -umschaltung, Füllstandskontrolle der Zeilenaustastlücke und die Decodierung wurden für das Luminanzsignal in einem Labormodell schaltungstechnisch realisiert.
Das Eingangssignal (Sendesignal) und das Ausgangssignal als Empfangssignal werden dabei zum Vergleich auf zwei getrennten Bildschirmen dargestellt. Die Darstellung verschiedener Varianten, die Zuschaltung der Kennlinien und der automatischen adaptiven Steuerung und die Darstellung verschieden feiner DPCM-Codierungen erfolgt über eine Schaltersteuerung.
Bild 1 zeigt das Blockschaltbild für das Labormodell.
Als Signalquellen werden eine Fernsehkamera, das laufende Fernsehprogramm sowie für spezielle Tests ein Testbildgenerator eingesetzt.
Das Signal wird dem Monitor 1 zugeführt, um bei allen Untersuchungen ein Bild mit guter Qualität als Vergleichsmöglichkeit zu haben. Auf Monitor 2 wird das durch die verschiedenen DPCM-Varianten verarbeitete Signal abgebildet.
Der spezielle Aufbau des DPCM-Coders mit der Abspaltung von Korrekturinformationen (als Restlänge codierte Differenz zwischen 3-bit-Codierung und vlw-Codierung) ist in Bild 2 gezeigt.
Ein Analog-Digital-Umsetzer wandelt das ankommende analoge Luminanzsignal in ein 7-bit-PCM-Signal. In der Arithmetisch-Logischen Einheit 1 (ALU 1) wird die Differenz (Prädiktionsfehler) aus dem Eingangswert und einem Prädiktionswert errechnet. Anschließend erfolgt die nichtlineare Quantisierung mit der durch die adaptive Kennliniensteuerung (aKlst) festgelegten Kennlinie. Es existieren 8 Repräsentativwerte, die der 3-bit-DPCM entsprechen. Bei größeren Änderungen des Signalverlaufs werden noch Korrekturwerte gebildet, die eine variable Wortlänge haben und als Restlängen (Korrekturen) in der Zeilenaustastlücke gesendet werden. Die Korrekturlänge ist auf 7 bit begrenzt.
Zu dem in der ALU 2 rekonstruierten Eingangswert wird in der ALU 3 die eventuelle Korrektur addiert. Das sich ergebende Signal entspricht dem, das auch jeder Empfänger errechnet, wenn keine Übertragungsfehler auftreten. Es wird einem DA-Wandler zugeführt und ist auf dem Monitor 2 auswertbar. Zur Prädiktion werden wahlweise die rekonstruierten Eingangssignale nach der ALU 2 oder die korrigierten nach der ALU 3 genutzt.
Die adaptive Kennliniensteuerung besteht z.Z. aus einem Korrekturbitzähler, der zur Auswertung des Füllstandes der Zeilenaustastlücke dient. Es schließt sich eine Logik an, die die zeilenweise Umschaltung der verwendbaren sechs Kennlinien in Abhängigkeit vom Füllstand des Korrekturbitzählers übernimmt. Außerdem ist eine Modensteuerung vorhanden, um eine Anpassung der Quantisierungskennlinien an den Signalverlauf auch innerhalb einer Zeile des Fernsehbildes zu erreichen. Die Modensteuerung schaltet auf eine grobe positive (bzw. eine grobe negative Mode) um, wenn beim vorher bearbeiteten Bildpunkt der höchste (bzw. niedrigste) codierbare DPCM-Wert aufgetreten ist.
Durch die Modensteuerung wird eine erste Anpassung der Quantisierungskennlinie an den Signalverlauf erreicht. Da die gerade Anzahl von Pegelstufen bei Verwendung der Pegelstufe null zu leicht unsymmetrischen Kennlinien führt (Bild 3), werden zwei spiegelsymmetrische (feine) Kennlinien verwendet, von denen die leicht positive Kennlinie M+ für dunkle Bildbereiche (PCM-Pegelstufe 0 bis 63) und die spiegelsymmetrische dazu (M—) für helle Bildbereiche (PCM-Pegelstufe 64 bis 127) eingesetzt wird. Zusätzlich existieren zu dieser Kennlinie zwei grobe Moden (Mg + und Mg—), auf die dann umgeschaltet wird, wenn im vorhergehenden Raster extreme Differenzen codiert wurden (Kanten im Signal). Randmoden wurden in diesem Aufbau nicht realisiert. Die Kennlinien nach Bild 3 erwecken den Eindruck einer aufwendigen Realisierung. Da man aber die Spiegelung

		KL_3			
		Mg −	M −	M +	Mg +
L L L 0 0 0 0 0 0 0	D22	− 92	− 65	65	92
L L L 0 0 0 0 0 0 L	D20	− 78	− 54	54	78
L L L 0 0 0 0 0 L	D18	− 65	− 44	44	65
L L L 0 0 0 0 L	D16	− 53	− 35	35	53
L L L 0 0 0 L	D14	− 42	− 27	27	42
L L L 0 0 L	D12	− 32	− 20	20	32
L L L 0 L	D10	− 23	− 14	14	23
L L L L	D8	− 15	− 9	9	15
L L 0	D6	− 8	− 5	5	8
L 0 0	D4	− 3	− 2	2	3
L 0 L	D2	− 1	− 1	1	1
0 L 0	D1	0	0	0	0
0 0 L	D3	1	1	− 1	− 1
0 0 0	D5	3	2	− 2	− 3
0 L L L	D7	8	5	− 5	− 8
0 L L 0 L	D9	15	9	− 9	− 15
0 L L 0 0 L	D11	23	14	− 14	− 23
0 L L 0 0 0 L	D13	32	20	− 20	− 32
0 L L 0 0 0 0 L	D15	42	27	− 27	− 42
0 L L 0 0 0 0 0 L	D17	53	35	− 35	− 53
0 L L 0 0 0 0 0 0 L	D19	65	44	− 44	− 65
0 L L 0 0 0 0 0 0 0	D21	78	54	− 54	− 78

Bild 3. Kennlinie 3 mit Modenzuordnung

Bild 2. Blockschaltbild vlw-DPCM-Coder



ausnutzen kann, reduziert sich der Aufwand erst einmal auf die Hälfte. Eine zweite Halbierung wird dadurch erreicht, daß die groben Moden gleichzeitig grobere (feine) Kennlinien sind. Es bleiben hier insgesamt sechs Kennlinien übrig, in denen ein einfaches mathematisches Bildungsgesetz steckt, dessen Ausnutzung zur dritten Aufwandsreduzierung führt.
Die zweite Anpassung der Kennlinie an den Signalverlauf erfolgt zeilenweise durch Anpassung der Grundkennlinie an den mittleren Detailgehalt der Zeile über den Füllstand in der Zeilenaustastlücke der vergangenen Zeile. (Vorgesehen ist die Steuerung der Kennlinienumschaltung am Sender durch Vorausschau.) Bei der Steuerung durch den Füllstand der ZAL der vergangenen Zeile geht man davon aus, daß benachbarte Zeilen (desselben Halbbildes) einen ähnlichen Detailreichtum haben und somit die gleiche Menge an Restlängen bei gleicher Kennlinie auftritt. Lag der Füllstand unterhalb von 85%, wird auf

eine feinere Kennlinie umgeschaltet, bei einem Füllstand über 95% auf eine etwas grobere Kennlinie. Wurde die ZAL gefüllt oder lag der Füllgrad unter 65%, wird um zwei Stufen geändert.

Die in der Zeilenaustastlücke gesendeten Informationen zur Bildcodierung werden hier als Korrekturinformationen bezeichnet, weil sie die 3-bit-Codierung der aktiven Bildzeile korrigieren (verbessern) und im Laboraufbau abschaltbar gemacht wurden, um eine Billigvariante und die Verbesserung durch die Korrekturen bzw. Restlängen abschätzen zu können.

Die Länge der Restlängen wurde beim Versuchsaufbau auf maximal 7 bit begrenzt, so daß man bei Zusammenfassung mit den 3 bit der Zeilenzeit und unter Beachtung des dreieckförmigen Codeaufbaus (Bild 3) maximal eine 22-stufige Quantisierungskennlinie zur Verfügung hat. Das entspricht 4,5 bit/Abtastwert. Sie stehen nicht für alle Abtastwerte zur Verfügung, und es entsteht die Aufgabe, die Korrekturen dort einzusetzen, wo sie am dringendsten gebraucht werden, und das ist bei DPCM-Verfahren an Kanten und anderen starken Änderungen.

Insgesamt stehen etwa 340 binäre Raster in der Zeilenaustastlücke für Restlängen zur Verfügung. Reicht dieser Platz für den Kantenreichtum einer Zeile nicht aus, wird auf eine grobere Grundkennlinie geschaltet. Dadurch wird der erforderliche Platz um etwa 20% geringer (bei sechs Kennlinien).

3. Realisierte Varianten

Um dieses Verfahren in seiner Wirksamkeit mit anderen Verfahren vergleichen zu können [3] [4], enthält die adaptive Kennliniensteuerung Möglichkeiten, bestimmte Blöcke abzuschalten und so einfache DPCM-Verfahren in die Untersuchungen einzubeziehen. Folgende Varianten sind einstellbar und wurden untersucht:

1. 3-bit-DPCM mit einer festen Kennlinie,
2. vlw-DPCM mit einer Kennlinie und Korrekturen,
3. 3-bit-DPCM mit einer Kennlinie und Modenumschaltung,
4. vlw-DPCM mit einer Kennlinie, Modenumschaltung und Korrekturen,
5. vlw-DPCM mit ZAL-füllstandsabhängiger Kennlinienumschaltung und Modenumschaltung (ZAL-vlw-DPCM).

3.1. Durchgeführte Messungen

Für subjektive Qualitätsuntersuchungen von Fernseh- bzw. anderen Bildwiedergabeeinrichtungen gibt es CCIR-Empfehlungen. Die Testbedingungen wurden [5] entnommen und, soweit es unter labormäßigen Bedingungen möglich war, eingehalten.

Zur Anwendung kam das direkte Bewertungsverfahren, d.h., die Versuchspersonen beurteilten direkt die Qualität der gezeigten Bilder an Hand der 5-Punkte-Skala des CCIR:

1 ausgezeichnet	4 mangelhaft
2 gut	5 ungenügend.
3 zufriedenstellend	

Gezeigt wurden als stehende Bilder zwei Porträts mit wenig Details und Kanten, eine Landschaftsaufnahme mit mittlerem Detailgehalt, zwei sehr detailreiche Bilder und eine Schwarzweiß-Vorlage (Stern).

Die Tests wurden mit Gruppen von 3 bis 4 Personen durchgeführt. Insgesamt beurteilten 30 Versuchspersonen die 5 Varianten. Zu Testbeginn wurden in schneller Folge einige Bilder gezeigt, um die Teilnehmer über die zu erwartende Qualität zu informieren und ihnen nach [5] eine gewisse Beobachtungserfahrung zu vermitteln.

Die Ergebnisse wurden dadurch normiert, daß das Vergleichsbild jeweils mit 1 bewertet wurde.

3.2. Testergebnisse

Die von den Testpersonen erteilten Noten wurden in Urlisten erfaßt und anschließend statistisch ausgewertet. In Tafel 1 sind die arithmetischen Mittelwerte für die Einschätzungen (Werte 1 bis 5) in der zweiten Spalte angegeben. Die Einschätzungen schwankten um einen Punkt in beiden Richtungen. Die Varianzen liegen bei 0,6.

In der dritten und vierten Spalte sind zum Vergleich Ergebnisse der Rechnersimulation zu den gleichen Varianten mit ähnlichen Bildern angegeben.

Tafel 1. Testergebnis für 5 DPCM-Varianten

Variante	Subjektive Bewertung	Rechnersimulation Signal-Rausch-Verhältnis	Rechnersimulation e_{rel} ($Di \geqq 16$)	Kurzcharakteristik Wort-Länge	Kurzcharakteristik Kenn-Linien	Kurzcharakteristik Moden-wechsel
1	4,3	− 21,5 dB	− 19,2 dB	3 bit	1*)	
3	3,0	− 13,8 dB	− 14,4 dB	3 bit	1*)	ja
2	3,9	− 5,2 dB	− 7,8 dB	vlw	1	
4	2,2	− 0,9 dB	− 1 dB	vlw	1	ja
5	1,6	0 dB	0 dB	vlw	6	ja

*) Verkürzte Kennlinie

In Auswertung der Ergebnisse von Tafel 1 ist zunächst eine gute Übereinstimmung der qualitativen Bewertung der Varianten durch die subjektiven Tests mit den hier angegebenen Kennziffern der Rechnersimulation erkennbar. Eine genaue Übereinstimmung ist schon deshalb nicht zu erwarten, weil unterschiedliche Bilder (nur gleiche Bildtypen) verwendet wurden.

Für die subjektiv besser bewertete Variante 2 gegenüber Variante 3 gibt es folgende Erklärung: Bei Variante 2 gibt es geringe Verzerrungen, solange die Restlängen zur Verfügung stehen. Nach Füllung der Zeilenaustastlücke gibt es bis zum Zeilenende bei dieser Variante starke Verzerrungen, die subjektiv unangenehmer empfunden werden, als die gleichmäßiger verteilten Störungen in Variante 3, obwohl deren Effektivwert größer ist.

Die Kennziffer der 4. Spalte ist ein auf die Signaländerungen bezogenes Quantisierungsrauschen, berechnet für Raster, in denen die Änderung groß ist ($Di \geqq 16$), also an Kanten. Das stimmt mit der Beobachtung überein, daß die Testpersonen die Qualität der Bilder vorrangig an Details und Kanten im Bild eingeschätzt und bewertet haben.

3.3. Varianteneinschätzung

Die Variante 1 als eine einfache 3-bit-DPCM zeigte sich als unzureichend. Wird eine feingestufte Kennlinie gewählt, entsteht eine deutlich sichtbare Kantenverschleifung (slope overload), weil große Änderungen nur in vielen kleinen Schritten codiert werden. Grober gestufte Kennlinien verbessern den Bildeindruck, führen aber zu sichtbarem Rauschen in großflächigen Bildteilen. Diese Variante 1 entspricht nicht genau der üblichen 3-bit-DPCM, weil sie im Simulator dadurch entsteht, daß man von einer vlw-Kennlinie die Korrekturlängen abschaltet und damit als Rest eine 3-bit-Kennlinie erhält, die nur feine Quantisierungspegel hat, während sie sich bei einer echten 3-bit-DPCM wesentlich gedehnter gestalten wird, um auch große Änderungen codieren zu können. Eine solche Variante wäre mit etwa −11 dB in Tafel 1 einzuordnen.

Die Variante 3 zeigt die Verbesserung, die durch Kennlinienumschaltung zwischen einer fein und einer grob gestuften Kennlinie erreicht wird. Alternativ dazu in Variante 2 die Ergänzung der Variante 1 durch die Korrekturlängen, die die Kantencodierung wesentlich verbessern.

Die Zuschaltung des Modenwechsels in Variante 4 bringt hier wieder eine so wesentliche Verbesserung wie von Variante 1 zu Variante 3, und er reduziert zusätzlich die Zahl der notwendigen Korrekturen, was aus dieser Tafel nicht hervorgeht. In Variante 5 wurde zusätzlich zum Modenwechsel und der Korrektur noch eine Umschaltung zwischen 6 Quantisierungskennlinien zugeschaltet. Der Gewinn ist besonders bei der Rechnersimulation geringer als erwartet, weil die Umschaltungen während eines Bildes mit vertikal etwa gleichverteilten Details nicht gravierend sind. Der volle Gewinn durch diese zeilenweise Kennlinienauswahl wird für Bildfolgen mit stark wechselndem Detailgehalt erwartet. Dazu wird die Kennlinienschar noch durch zwei spezielle Kennlinien für eingeblendete Schriftzeichen (Untertitel u.dgl.) und für reine Textdarstellung und Zeichnungen ergänzt.

Die Zuschaltung der variablen Wortlänge brachte eine Verbesserung um 0,6 Wertungspunkte, die Zuschaltung des Modenwechsels eine Verbesserung um etwa 1,5 Punkte und die der Kennlinienumschaltung bisher nur 0,6 Punkte, wobei man den Modenwechsel natürlich auch als Kennlinienumschaltung ansehen kann, der nur für einige Raster (an Kanten) wirkt, während die Kennlinienumschaltung für die ganze Zeile gilt.

4. Auswertung

Es zeigten sich einige Effekte, die bei der Rechnersimulation nicht bemerkbar waren, wie die Kantenunruhe (edge busyness) insbesondere bei der Zuschaltung der Modenwechsel.

In der gegenwärtigen Konzeption wird auf eine grobe Mode geschaltet, wenn im vorhergehenden Raster eines der äußeren Codeworte verwendet werden mußte, d.h., erst ein Raster nach Beginn einer Kante kann dieser Modenwechsel wirken. Hinzu kommt, daß in einigen Zeilen der Abarbeitungsmodus etwas anders ist, und der Modenwechsel ein Raster früher oder später einsetzt. In der Patentliteratur wurden Verfahren mit Zeilenspeicher vorgeschlagen, um diesen Effekt der unterschiedlichen Abarbeitung von Kanten in aufeinanderfolgenden Zeilen zu vermeiden.

Ein Überlauf der Restlängen ist nicht vorgesehen. Sieht man keine Maßnahmen als den Abbruch der Restlängen bei gefüllter Zeilenaustastlücke vor, gibt es zwei unterschiedlich gut codierte Bildteile. Am Zeilenanfang wird das Bild gut abgebildet und am rechten Ende mit Variante 3. Um diesen Effekt zu verringern, wird mit Erfolg auf die grobe 6. Kennlinie für den Rest der Zeile umgeschaltet. Die vorzeitige Füllung wird im wesentlichen durch die Kennlinienumschaltung eingeschränkt, die z.Z. nur durch den Füllstand der Zeilenaustastlücke gesteuert wird. In dieser Steuerung liegen noch Reserven. Die Kennlinien sind z.B. noch zu fein, wenn in einer Zeile nur wenige aber kontrastreiche Übergänge von hell nach dunkel und umgekehrt vorliegen. Die Erhöhung der maximalen Länge der Korrekturen, die Einführung der 7. Kennlinie mit den Pegelstufen „positiver Sprung" und „negativer Sprung" und die vorgesehene vorausschauende Codierung und Kennlinienfestlegung am Sender werden hier noch weitere Verbesserungen bringen.

Eingegangen am 25. Februar 1983 NaA 9056

Literatur

[1] *Zühlke, W.:* DPCM mit variabler Wortlänge für die Fernsehbildcodierung. Nachrichtentech., Elektron. 31 (1981) 4, S. 143–145

[2] *Zühlke, W.; Lange, J.; Albrecht, B.:* Codierung von Fernsehsignalen mittels adaptiver DPCM mit 34 Mbit/s. 26. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium TH Ilmenau 1981, Vortragsreihe „Nachrichtentechnik"

[3] *Pratt, W. K.:* Image Transmission Techniques. New York, San Francisco, London: Akademic Press 1979

[4] *Netravali, A. N.:* On quantizers for DPCM coding of picture signals, IEEE Trans. Inform. Theory 23 (1977) 3, S. 360–370

[5] *Schneeberger, F.:* Qualitätsparameter bei der Bewertung digitaler Bildübertragungssysteme. Dissertation, TH Aachen 1976

Dipl.-Ing. *Bernd Albrecht*, Dr. sc. techn. *Werner Zühlke* Technische Hochschule Ilmenau, Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik, 6300 Ilmenau, PSF 327

Lineare 140-Mbit/s-Empfangsfilter mit Phasenentzerrung

M. Huneck, Ilmenau

Mitteilung aus der Technischen Hochschule Ilmenau, Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik

Prof. em. Dr.-Ing. *G. Ulrich* zum 70. Geburtstag gewidmet

Deskriptoren: Regenerator, PCM, Empfangsfilter, Entzerrung, Gruppenlaufzeit, Phase

Der Empfangsteil eines PCM-Regenerators ist insbesondere durch zwei Größen charakterisiert, das Signal-Rausch-Verhältnis (SRV) ϱ und die vertikale Augenöffnung h_v, die durch die Intersymbolstörungen (ISI) bestimmt wird. In Abhängigkeit von der Grenzfrequenz des Empfangsfilters durchläuft zwar das SRV (als Verhältnis von halber Worst-case-Augenöffnung zum Effektivwert der Rauschspannung $h_v/2\,U_r$ definiert) ein Maximum, jedoch ist dort h_v i.allg. so klein (20 bis 40%), daß dieser Fall für die praktische Realisierung, die aus mehreren Gründen ein h_{min} von wenigstens 70% verlangt, ausscheidet. Der praktische Entwurf läuft daher auf eine Maximierung von ϱ unter der Nebenbedingung von $h_v \geqq h_{min}$ hinaus, wobei gleichzeitig aus Gründen der Unempfindlichkeit gegenüber Taktimpulsschwankungen ein möglichst großes horizontales sowie symmetrisches Auge anzustreben sind. Diese Aufgabe ist nur mit Hilfe eines geeigneten Rechneroptimierungsprogrammes zu bewältigen. Ein geeignetes Optimierungskriterium ist von *Kaufhold* [1] bis [6] angegeben worden. Die dort untersuchten linearen Empfangsfilter für Bitraten von 100 Mbit/s und 140 Mbit/s unter Verwendung verschiedener Leitungscodes sind Nur-Pol-Filter, die die Eigenschaft haben, daß sie aperiodisch einschwingen. Während sich die Nachstörer des Empfangsimpulses nahezu beseitigen lassen, bleibt der Vorstörer die das ISI bestimmende Größe. Läßt man aber Nullstellen im endlichen zu, läßt sich dieser Nachteil vermeiden.

Stellt $1/G(p)$ eine Nur-Pol-Übertragungsfunktion dar und ist $F(p) = (1 - ap)/G(p)$, dann bewirkt $p/G(p)$ eine Differentiation der Nur-Pol-Antwort. Um $f(t)$ zu erhalten, ist dieses Ergebnis mit $-a$ zu multiplizieren und zur Nur-Pol-Antwort zu addieren. Durch entsprechende Wahl von a kann so ein Nulldurchgang erzwungen und der Vorstörer beseitigt werden. Der Antwortimpuls $f(t)$ hat jetzt Vorschwinger, und durch i.allg. leichte Korrektur der ursprünglichen Pollagen lassen sich auch die Nachschwingernulldurchgänge wieder näherungsweise in das Abtastzeitraster bringen.

Mit den i. allg. komplexen Nullstellen in der rechten p-Halbebene ist es somit möglich, den oder die Vorstörer zu beseitigen und damit das ISI zu verringern und eine symmetrischere Impulsform zu realisieren. Im Frequenzbereich ist das gleichbedeutend mit einer Linearisierung des Phasenganges. Die bekannten Gruppenlaufzeitentzerrer in Form von Allpässen dienen im Endeffekt dem gleichen Zweck. Mit Nullstellen im endlichen läßt sich aber auch die Nahselektion des Empfangsfilters verbessern, z.B. durch Nullstellen auf der $j\omega$-Achse (Cauerfilter). Dadurch kann eine zusätzliche steile Bandbegrenzung erzielt werden, wie sie beispielsweise zur Annäherung eines $\cos^2$-Empfangsspektrums erforderlich ist. Der mit dem steilflankigen Amplitudengang verknüpfte gekrümmte Phasengang, der zu starkem Nachschwingen und unsymmetrischen Impulsen führt, ist ohnehin durch entsprechende Phasenentzerrer zu linearisieren.

Im vorliegenden Beitrag sollen einige Ergebnisse entsprechender Untersuchungen an nichtminimalphasigen Empfangsfiltern unter Verwendung von Cauerfiltern und Allpässen am Beispiel von 140-Mbit/s-PCM-Entzerrern und -Empfangsfiltern mit dem 4B-3T-Code vorgestellt und sowohl mit den theoretisch erreichbaren Werten für ideale $\cos^2$-Systeme mit unterschiedlichem Rolloff-Faktor r als auch mit Werten aus [1] bis [6] für minimalphasige Empfangsfilter verglichen werden.

1. Literaturvergleich

Kaufhold hat in [1] bis [6] die Problematik der linearen und nichtlinearen Empfangsfilterung für PCM-Systeme mit 100- bzw. 140-Mbit/s-Bitrate und verschiedenen Leitungscodes abgehandelt. Die Untersuchungen über lineare Empfangsfilter beschränken sich aber auf Minimalphasensysteme.

Die in der Literatur bekannt gewordenen kommerziellen 140-Mbit/s-Systeme verwenden in den meisten Fällen Allpässe im Empfangsfilter und streben einen Rolloff-Faktor r zwischen 0,5 und 1 an. So verwendet das System 8TR 609 [7] [8] einen Allpaß 1. Grades und nähert mit einer rationalen Übertragungsfunktion $r = 0{,}7$ an. Das CNET-System [9] [10] enthält u.a. einen Allpaß 2. Grades, ein Cauerfilter 3. Grades und nähert $r = 0{,}5$ an.

Dem System von Telettra [11] [12] liegt ein $r = 0{,}55$ zugrunde, und es enthält einen Allpaß 1. Grades. Das System von ITT [13] entspricht bis auf geringfügige Änderungen dem früheren

120-Mbit/s-System [14] und nähert $r = 1$ an. Aber auch in Systemen mit niedrigerer oder höherer Bitrate wird von der Phasenentzerrung mit Allpässen Gebrauch gemacht, so u.a. in den 34-Mbit/s-Systemen von Siemens [15] und AEG-Telefunken [16] und im 800-Mbit/s-System von Fujitsu [17], das $r = 0{,}75$ realisiert.

Die einzige bekannt gewordene Arbeit, in der ausführlich die Phasenentzerrung behandelt wird, ist von *Rossi* und *Roveri* [18]. Sie ersetzen die physikalisch nicht realisierbare obere Filterflanke des cos²-Systems durch eine Bode-Approximation ausreichender Steilheit derart, daß das SRV des realen Filters nur geringfügig kleiner als das des idealen cos²-Filters ist. Bei etwa 0,1 dB Verschlechterung ist ein asymptotischer Abfall von 210 bis 226 dB/Dekade je nach r erforderlich und bei 0,5 bis 0,7 dB reichen bereits 82 bis 100 dB/Dekade je nach r aus. (Werte gelten für 140-Mbit/s-System, 84 dB Kabeldämpfung und MS-43-Code).

2. cos²-Bezugssystem

Als Bezugssystem wird das System mit cos²-förmigem Spektrum des entzerrten Empfangsimpulses mit dem Rolloff-Faktor r als Parameter gewählt. Das System ist ISI-frei und günstig bezüglich Jitter, da die Nulldurchgänge der Vor- und Nachschwinger flach verlaufen. Das vertikale Auge ist voll geöffnet, das horizontale Auge h_H ist abhängig von r und erreicht beim Ternärcode bei $r = 1$ 76% von T (T Symboldauer) bzw. 54% bei $r = 0{,}6$.

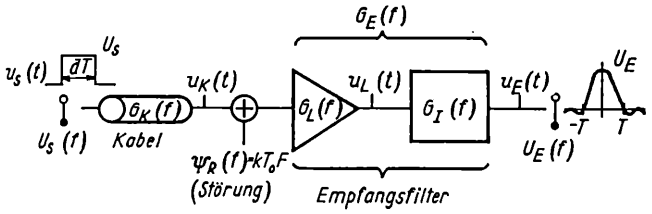


Bild 1. Blockschaltbild des PCM-Empfangsteiles

Bild 1 zeigt das zugrunde liegende Blockschaltbild des PCM-Empfangsteiles. Es gelten die daraus abzulesenden Gleichungen:

$$U_E(f) = U_s(f) \cdot G_K(f) \cdot G_L(f) \cdot G_I(f). \tag{1}$$

Mit

$$G_L(f) = G_K^{-1}(f) \text{ und } U_S(f) = \frac{U_s d}{2 f_N} \cdot \mathrm{si}\frac{\pi d}{2}\frac{f}{f_N}$$

sowie

$$G_K(f) = 10^{-\frac{a_K(f)}{20}},$$

wobei $a_K(f) = c\sqrt{f} \cdot l$ (f in MHz; l in km, a_K in dB) die Kabeldämpfung des Koaxialkabels ist, ergibt sich

$$G_E(f) = U_E(f) \Big/ \left(\frac{d U_s}{2 f_N} \mathrm{si}\frac{\pi d f}{2 f_N} \cdot 10^{-\frac{a_k(f)}{20}} \right) \tag{2}$$

mit der gewünschten cos²-förmigen spektralen Amplitudendichte des Empfangsimpulses

$$U_E(f) = \begin{cases} U_E/2f_N & \text{für } f/f_N \leqq 1 - r \\ U_E/2f_N \cdot \frac{1}{2}\left[1 - \sin\frac{\pi}{2r}\left(\frac{f}{f_N} - 1\right)\right] & \\ & \text{für } 1 - r < \frac{f}{f_N} \leqq 1 + r \\ 0 & \text{für } f/f_N > 1 + r. \end{cases} \tag{3}$$

Als Störung wird weißes Gaußsches Rauschen mit der spektralen Leistungsdichte $\psi_r(f) = \text{const} = kT_0F$ angenommen, das vom thermischen Rauschen des Realteiles der Kabelimpedanz und dem Verstärkerrauschen herrührt und durch die äquivalente frequenzunabhängige Rauschzahl F berücksichtigt wird.

Die Rauschleistung am Entscheidungspunkt beträgt dann

$$P_r = k T_0 F \int_0^{1+r} |G_E(f)|^2 \, \mathrm{d}f \tag{4}$$

(P_r in W), und nach Einsetzen der Gln. (2) und (3) und der Annahme $U_E = U_S$ folgt schließlich

$$P_r = k T_0 F f_N \int_0^{1-r} \frac{1}{d^2 \mathrm{si}^2\left(\frac{\pi\, \mathrm{d}f}{2 f_N}\right) \cdot 10^{-\frac{a_k(f/f_N)}{10}}} d\left(\frac{f}{f_N}\right)$$

$$+ k T_0 F f_N \int_{1-r}^{1+r} \frac{\left\{1 - \sin\left[\frac{\pi}{2r}\left(\frac{f}{f_N} - 1\right)\right]\right\}^2}{4 d^2 \mathrm{si}^2\left(\frac{\pi\, \mathrm{d}f}{2 f_N}\right) \cdot 10^{-\frac{a_k(f/f_N)}{10}}} d\left(\frac{f}{f_N}\right) \tag{5}$$

In Gl. (5) sind k die Boltzmannkonstante, T_0 die Temperatur in K, d das Tastverhältnis des Sendeimpulses, f_N die Nyquistfrequenz und

$$a_k(f/f_N) = c\sqrt{f_N} \cdot \sqrt{f/f_N} \cdot l.$$

Die notwendige Spitzenleistung des Signals im Entscheidungspunkt und die wegen der Annahme $U_S = U_E$ gleichgroße Sendespitzenleistung P_s zur Erzielung des Grenz-SRV $\varrho_g = h/2U_r = 6{,}32 \triangleq 16$ dB für eine geforderte Fehlerwahrscheinlichkeit von $P_F = 10^{-10}$ ergibt sich für einen s-stufigen Leitungscode zu $P_s = \varrho_g^2 \cdot (s-1)^2 \cdot P_r$ und die notwendige Amplitude der Rechtecksendespannung sind demzufolge

$$U_s = \varrho_g (s-1) U_r = 6{,}32 (s-1) U_r, \tag{6}$$

wobei $U_r = \sqrt{P_r R}$ ($R = 75\ \Omega$ der Wellenwiderstand des Kabels, der Verstärkereingangswiderstand und der Arbeitswiderstand des Entzerrers) ist. Wird U_E aus praktischen Gründen festgelegt (z. B. 1 V), so ergibt sich der praktisch zu realisierende Entzerrerfrequenzgang $G_E(f)$ aus den Gln. (2) und (3) nach Einsetzen von U_S und dem entsprechend gewünschten U_E. Das SRV bleibt wegen $U_r \sim U_E$ unverändert.

3. Ideale Empfangsfilter mit cos²-Rolloff-Spektrum

Tafel 1 enthält einige charakteristische Kennwerte von 140-Mbit/s-Systemen für vier typische Leitungscodes. Die Auswertung der Gln. (5) und (6) erfolgte nun so, daß die Sendeamplitude U_S in Abhängigkeit von der gewünschten Reserve R (als Überschuß des SRV über das Mindest-SRV von 16 dB) für drei relevante Rolloff-Faktoren $r = 0{,}6$; 0,8 und 1,0 zur Verfügung steht. Die Kurven sind in den Bildern 2 und 3 für den 4B-3T bzw. 6B-4T-Code für $d = 0{,}5$ dargestellt.

Tafel 1. Kennwerte von 140-Mbit/s-Systemen

	f_b = 140 Mbit/s	l = 2,1 km			
	Binärcode	4B–3T	6B–4T	2B1Q	
f_S	140	105	93,3	70	MHz
f_N	70	52,5	46,67	35	MHz
$a_K(f_N)$	97	84	79,2	68,6	dB

Legt man für eine erste grobe Abschätzung eine Rauschzahl $F = 6$ dB, für Mängel 4 dB und weitere 6 dB für einen Sicherheitsabstand zugrunde, kommt man auf eine notwendige Reserve von 16 dB. Bild 2 zeigt, daß mit dem 4B-3T-Code diese Reserve für 6 V Sendeamplitude und $r \leqq 0{,}7$ erreichbar ist. Beim 6B-4T-Code ist nach Bild 3 sogar $r = 1$ ausreichend, was einfacher zu realisieren ist. Vollständigkeitshalber seien noch die Werte für den redundanzfreien Binärcode genannt: 14 V für $r = 0{,}6$; 24 V für $r = 0{,}8$ und 43 V für $r = 1{,}0$. Mit der normalerweise üblichen Sendeamplitude von 6 V ist lediglich eine Reserve von 9 dB bei $r = 0{,}6$ bzw. nur noch 4 dB bei $r = 0{,}8$ zu erzielen. Daher scheidet hier der Binärcode bei Verwendung linearer Empfangsfilter aus.

Der zu realisierende Entzerrer- und Empfangsfilterfrequenzgang $|G_E(f)|$ ist den Gln. (2) und (3) entsprechend für den Fall des 4B-3T-Codes und $U_S = 6$ V, $U_E = 1$ V im Bild 4 dargestellt. Die maximal aufzubringende Verstärkung beträgt für $r = 1$ 78,8 dB bei 80 MHz, für $r = 0{,}7$ 73,2 dB bei 70 MHz und für $r = 0{,}5$ 70,5 dB bei 60 MHz.

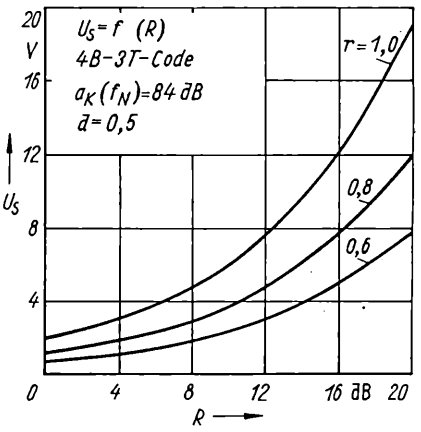


Bild 2
Reserve R als Überschuß des SRV über 16 dB Grenz-SRV für den 4B-3T Code und $d = 0{,}5$

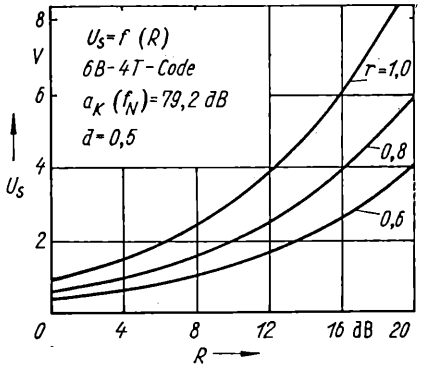


Bild 3
Wie Bild 2, aber für den 6B-4T-Code und $d = 0{,}5$

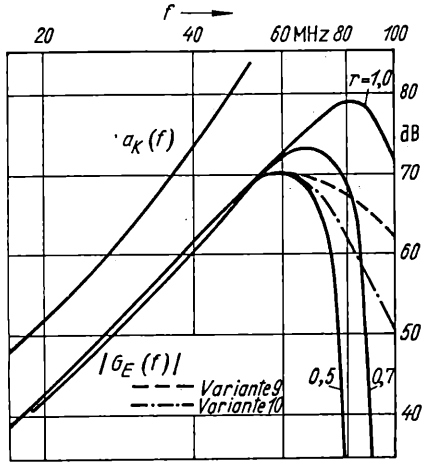


Bild 4
Entzerrerfrequenzgang $|G_E(f)|$ für $U_s = 6$ V, $U_E = 1$ V und 4B-3T-Code mit $r = 0{,}5$, 0,7 und 1,0 als Parameter, im oberen Frequenzbereich dargestellt

4. Reale 140-Mbit/s-Empfangsfilter

Umfangreiche Untersuchungen in [1] bis [6] haben gezeigt, daß zur Entzerrung der Kabeldämpfung 4 reelle Nullstellen ausreichen, deren Frequenzen sich wie 1:9:25:49 verhalten, entsprechend einer in [19] vorgeschlagenen Approximationsfunktion

$$G_K(f) = \frac{1 + j\frac{f}{f_{01}}}{\left(1 + j\frac{2f}{f_{01}}\right) \cdot \prod_{v=1}^{n} \left(1 + j\frac{f}{f_v}\right)}$$

mit $f_{01} = 0{,}231\ f_0/l^2$ und $f_v = \frac{\pi^2}{8}\frac{f_0}{l^2}(2v-1)^2$ und deren Werte im betrachteten Fall mit $f_0 = 2{,}475$ MHz · km² und $l = 2{,}1$ km; $f_{01} = 0{,}13$ MHz; $f_1 = 0{,}693$ MHz; $f_2 = 6{,}234$ MHz; $f_3 = 17{,}32$ MHz und $f_4 = 33{,}94$ MHz betragen. Das Pol-Nullstellenpaar $f_{01}/2$ und f_{01} approximiert das Kabel bei sehr tiefen Frequenzen und kann bei der praktischen Entzerrung unberücksichtigt bleiben (untere Grenzfrequenz des Entzerrerverstärkers).

Bild 4 läßt erkennen, daß es zur Realisierung des Entzerrerfrequenzganges am oberen Bandende offenbar günstig ist, eine entsprechende Anzahl von Polen gleicher Polfrequenz in Nähe des Maximums vorzusehen. Als mögliche günstige Polstrukturen wurden daher Butterworth-Filter und mehrfache konjugiert komplexe Polpaare als Startfunktionen für die Rechneroptimierung gewählt.

Gute Ergebnisse wurden mit Butterworth-Filtern 10. und 8. Grades sowie 3fach konjugiert komplexen Polpaaren (+ 1 reeller Pol) erreicht, wobei zur Bandversteilerung bei den beiden letzten noch ein Cauerfilter 3. Grades und zur Kompensation der Phasenverzerrungen ein Allpaß 2. Grades hinzugenommen wurden [20]. Dabei wurde folgendermaßen vorgegangen: Als Startwerte wurden die Originalpollagen von Butterworth-Filtern nach Katalog mit Polfrequenzen bei 70 bis 80 MHz verwendet. Je nach Ergebnis (SRV und ISI) wurde bei hoher Gradzahl des Filters ein Allpaß hinzugenommen und entweder nur dieser in die Optimierung einbezogen oder sowohl Pole und Allpaß. Bei niedrigerer Gradzahl des Filters wurden ein Cauer-Katalogfilter 3. Grades [21] mit $A_{max} = 0{,}18$ dB im Durchlaßbereich und einer Durchlaßgrenzfrequenz gleich der Frequenz des Maximums von $|G_E(f)|$ und ein Allpaß 2. Grades verwendet, wobei hier nur dieser und ggf. noch die Butterworth-Pole zur Optimierung freigegeben wurden. Analog war das Vorgehen bei mehrfachen komplexen Polen, wobei vorher durch Variation von Betragsfrequenz und Güte eine günstige Ausgangslage zur Optimierung ermittelt wurde. In einigen Fällen wurden auch noch die Entzerrernullstellen in die Optimierung einbezogen, wobei sich zeigte, daß insbesondere die 3. Nullstelle Einfluß auf das Ergebnis hatte und bei der Optimierung stets zu etwas tieferen Frequenzen verschoben wurde. In Tafel 2 sind einige bemerkenswerte Ergebnisse der Untersuchungen wiedergegeben, die die Leistungsfähigkeit des Verfahrens zeigen sollen. In Tafel 3 wurden die besten Ergebnisse noch einmal gegenübergestellt, wobei der näherungsweise Rolloff-Faktor mit angegeben wurde, da von ihm das erreichbare (Bezugs-) SRV und damit auch die Reserve abhängen (Bilder 2 und 3, Tafel 4) und somit beim Vergleich realer Filter unbedingt zu berücksichtigen ist. Tafel 3 läßt erkennen, daß das SRV der Beispielfilter dem idealen Wert der entsprechenden cos²-Filter nahe kommt. Die Varianten in Tafel 2 zeigen, daß allein durch Linearisierung der Phase mit dem Allpaß eine deutliche Vergrößerung des Auges bei gleichzeitiger Erhöhung des SRV erreicht werden kann (Varianten 2/3 bzw. 12/15) und daß durch eine zusätzliche Bandbegrenzung mit einem Cauerfilter der Rauschanteil weiter verringert und das

Tafel 2. Optimierungsergebnisse einiger realer Empfangsfilternetzwerke

Variante	Bemerkungen über verwendete Filter und Optimierungsgrößen	Augenöffnung[1]) vertikal %	SRV in dB für $U_S = 1$ V, $F = 1$
	Butterworth 10. Grades		
1	Polfrequenzen 80 MHz	66	6,6
2	Pole und Nullst. optimiert	79	11,9
3	+ Allpaß (nur noch diesen opt.)	90	12,5
	Butterworth 8. Grades		
4	Polfrequenzen 80 MHz	77	7,1
5	Polfrequenzen 70 MHz	54	8,5
6	ebenso + Cauerfilter 3 Grades	30	4,6
	+ Allpaß (nur diesen u. die 4. Nullstelle opt.)	78	12,75
8	ebenso, aber opt. wurden die 8 Pole, die dritte Nullstelle und der Allpaß	87	13,8
	3fach konj. komplexes Polpaar konstanten Betrages (62,5 MHz) + 1 reeller Pol bei 74 MHz		
9	Polgüte $Q = 0{,}935$	67	13,8
10	+ Cauerfilter 3. Grades	46	12,5
11	+ Allpaß (nur diesen opt.)	75	16,9
12	Polgüte $Q = 1{,}0$	57	11,5
13	+ Cauerfilter 3. Grades	18,5	3,4
14	+ Allpaß (nur diesen opt.) ebenso Polgüte $Q = 1{,}0$	89	17,3
15	+ Allpaß (opt.) ohne Cauerfilter	92,5	16,5
16	Polgüte $Q = 1{,}07$	32	5,7
17	+ Cauerfilter 3. Grades	zu	–
18	+ Allpaß (nur diesen opt.)	74	14,8
19	Optimiertes minimalphasiges Filter 7. Grades aus [4]	80	5,2

[1]) Zur Augenberechnung wurden 5 Vor- und 10 Nachstörer betragsmäßig berücksichtigt.

Tafel 3. Zusammenstellung der interessantesten Ergebnisse, umgerechnet für $U_S = 6$ V und $U_E = 1$ V

Variante Nr.	3	8	14	15	19
Rolloff r	≈ 0,8	≈ 0,8	≈ 0,5	≈ 0,5	≈ 1,0
SRV in dB	28,1	29,4	32,9	32,1	20,8
SRV_B in dB	30	30	35	35	26
Reserve in dB	12,1	13,4	16,9	16,1	4,8
Reserve Bezugsfall in dB	14	14	19	19	10
max. vert. Auge in %	90	87	89	92,5	80
max. horiz. Auge in %	65	65	50	50	70
1. Vorstörer in %	3,3		0,9	− 0,1	6,8
1. Nachstörer in %	0,1		0,07	0,24	0
2. Nachstörer in %				− 0,5	0,9

Tafel 4. SRV des cos²-Bezugssystems für relevante r und $U_S = 1$ V bzw. 6 V, $d = 0{,}5$ und $a_K(f_N) = 84$ dB

SRV_B	0,5	0,6	0,8	1,0	
$U_S = 1$ V	19,7	18,1	14,4	10,4	dB
$U_S = 6$ V	35,3	33,7	30	26	dB

Tafel 5. Pole und Nullstellen ausgewählter Varianten von Tafel 3, Werte in MHz; beim Allpaß f_{res}/Q angegeben

Variante 3

Nullstellen: − 0,69; − 7,2; − 12,8; − 34,6
Pole: − 18 ± j73,3; − 34,8 ± j66,5; − 54,1 ± j54,8; − 69,4 ± j36; − 77,7 ± j12,5
Allpaß: 90,3/0,48

Variante 8

Nullstellen: − 0,69; − 6,23; − 17,32; − 33,9
Pole: − 13,6 ± j68,7; − 38,9 ± j58,2; − 58,2 ± j38,9; − 68,7 ± j13,6
Allpaß: 40,2/0,58
Cauerfilter: − 92,85; − 12,75 ± j79,5; ± j94,5

Variante 14

Nullstellen wie bei Variante 8
Pole: − 30,8 ± j54 (3fach); − 74
Allpaß: 45,5/0,54
Cauerfilter: − 57; − 20,6 ± j68,7 ± j136,2

Variante 15

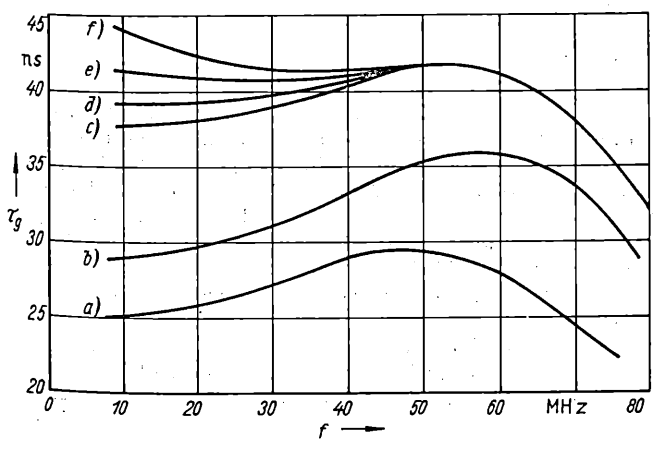
Nullstellen wie bei Variante 8
Pole: − 30,1 ± j52,8 (3fach); − 73,6
Allpaß: 46,9/0,53

Variante 19

Nullstellen wie bei Variante 8
Pole: − 88,3; − 88,2 ± j40,4; − 65,3 ± j70; − 21,7 ± j73,7

Bild 5. Gruppenlaufzeit in Abhängigkeit der Frequenz. Beispiel Varianten 9, 10, und 11

a) ohne Allpaß, ohne Cauerfilter
b) ohne Allpaß, mit Cauerfilter
c) mit Allpaß, 70 MHz/Q = 0,5
d) mit Allpaß, 60 MHz/Q = 0,5 } und Cauerfilter
e) mit Allpaß, 50 MHz/Q = 0,5
f) mit Allpaß, 40 MHz/Q = 0,5



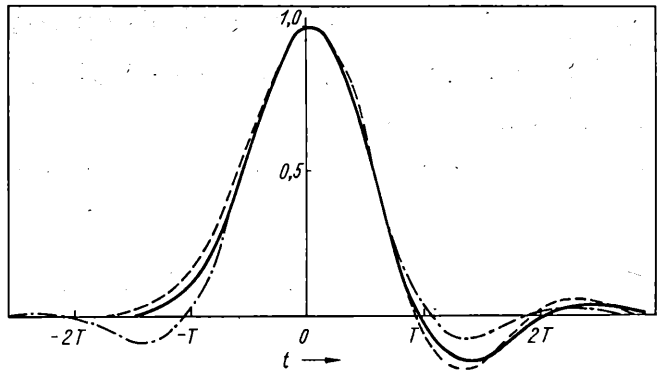


Bild 6. Antwortimpulse entsprechend Varianten 9 (———), 10 (– – –) und 11 (– · – · –)

SRV noch verbessert werden kann. Bei genügend großer Reserve ($r = 0{,}5$, Variante 14/15) wird man ohne weiteres auf das Cauerfilter verzichten können (Variante 15). Bei $r = 0{,}9$ bis 1 wird man dagegen kaum Reserve verschenken können, da sie mit nur 10 dB ohnehin recht knapp ist. Variante 19 mit einer Reserve von nur 4,8 dB wird daher für eine praktische Realisierung mit 6 V Sendeamplitude kaum in Frage kommen. Steht die mit $r = 0{,}9$ bis 1 verknüpfte größere horizontale Augenöffnung im Vordergrund, ist der 6B-4T-Code zu verwenden (Reserve 16 dB bei $r = 1$ nach Bild 3). Bild 5 zeigt die Abhängigkeit der Gruppenlaufzeit von der Frequenz bei Verwendung eines Allpasses unterschiedlicher Betragsfrequenz und Güte.
Bild 6 schließlich zeigt die Wirkung eines Cauerfilters und eines Allpasses auf die Form und das ISI eines Antwortimpulses.

5. Zusammenfassung

Am Beispiel des 140-Mbit/s-PCM-Systems mit 4B-3T-Code wurde gezeigt, daß es möglich ist, durch Phasenentzerrung mit einem Allpaß 2. Grades und evtl. zusätzlicher Bandbegrenzung mit Hilfe eines einfachen Cauerfilters 3. Grades fast vollständig geöffnete Augen und Signalrauschverhältnisse, die denen des idealen cos²-Systems nahe kommen, zu erzielen.

Eingegangen am 25. Februar 1983 NaA 9059

Literatur

[1] *Kaufhold, B.:* Zur Optimierung des Empfangsfilters in PCM-Regeneratoren. Nachrichtentechn., Elektron. 28 (1978) 6, S. 235–239.
[2] *Huneck, M.; Kaufhold, B.:* Zur Optimierung und automatischen Längenentzerrung in hochkanaligen PCM-Regeneratoren. 23. IWK der TH Ilmenau 1978, Vortragsreihe Nachrichtentechnik, S. 65–70
[3] *Kaufhold, B.:* Varianten zur Optimierung des Empfangsfilters in PCM-Regeneratoren mit hoher Bitrate. Nachrichtentech., Elektron. 30 (1980) 2, S. 48–53
[4] *Kaufhold, B.:* Ein Beitrag zur Optimierung der Signale und Empfangsschaltungen in PCM-Regeneratoren für Koaxialkabel. Dissertation, TH Ilmenau 1981
[5] *Kaufhold, B.:* Empfangsfilteroptimierung bei PCM-Übertragung für ausgewählte Leitungscodes. Nachrichtentechn., Elektron. 32 (1982) 4, S. 161 bis 165
[6] *Kaufhold, B.:* 140-Mbit/s-PCM-Übertragung auf Kabeln. Nachrichtentech., Elektron. (in Vorbereitung)
[7] *Giacometti, A. M.; Hargreaves, T. F. S.:* A 140 Mbit/s digital transmission system for coaxial cables. Philips Telecomm. Rev. 33 (1975) 4, S. 211–218
[8] *Bax, W. G.; Wagenmakers, J.:* 140 Mbit/s coaxial transmission system 8 TR 609. Philips Telecomm. Rev. 37 (1979) 3, S. 144–160
[9] *Camborde, J. M.; Boutmy, P.; Thivend, J.:* Systeme de transmission a 140 Mbit/s sur cable a paires coaxiales de 1,2/4,4 mm. Cables & Transmission 29 (1975) (Sonderheft), S. 533–541
[10] *Boutmy, P.; Maitre, M.; Ferret, F.:* System for 140 Mbit/s Transmission over cables with coaxial pairs. Commut, et. Transm. 2 (1980) 4, S. 53–66
[11] *Bellato, L.; Cariolaro, G. L.; Vannucchi, G.:* Computer analysis of a digital repeatered line – Application to the design of a 140 Mbit/s regenerative system. IEEE Int. Conf. Comm. USA 1975, S. 20.22–20.27
[12] *Bellato, L.; Indicello, G.; Malizia, V.:* A regenerative solution of a digital line at 140 Mbit/s. EUROCON, Venedig 1977, S. 2.7.6.1.–2.7.6.8. Conf. Proc.
[13] *Reeves, H. S. V.:* Digitales Leitungssystem zur Übertragung von 140 Mbit/s auf Koaxialkabeln. Elektrisches Nachrichtenwesen 53 (1978) 2, S. 194 bis 196
[14] *Jessop, A.; Norman, P.; Waters, D. B.:* Ein Labor-Vorführsystem für 120 Mbit/s Digitalübertragung auf Koaxialkabeln. Elektrisches Nachrichtenwesen 48 (1973) 1/2, S. 84–98

Fortsetzung auf Seite 256

Vergleich einiger Partial-Response-Übertragungsverfahren bei PCM-Übertragung mit hohen Bitraten

G. Uhlrich, Ilmenau

Mitteilung aus der Technischen Hochschule Ilmenau, Sektion Informationstechnik und theoretische Elektrotechnik

Prof. em. Dr.-Ing. *G. Ulrich* zum 70. Geburtstag gewidmet

Deskriptoren: PCM, Übertragungstechnik, Codierung, Entzerrung, Impulsformer, Partial-Response-Codierung

Einige Partial-Response (PR)-Übertragungsverfahren liefern bei der PCM-Übertragung auf Koaxialkabel sehr günstige Ergebnisse bei relativ geringem Schaltungsaufwand. Sie sind damit eine Alternative zu den Mehrstufenübertragungsverfahren und den Verfahren mit quantisierter Rückkopplung. In diesem Beitrag werden nach einer kurzen Erläuterung des verallgemeinerten Prinzips der PR-Übertragung einige spezielle PR-Codes gegenübergestellt.
Bei den PR-Verfahren muß man jeweils zwei prinzipiell verschiedene Varianten unterscheiden, die in der Literatur meist nur unter dem gemeinsamen Oberbegriff erwähnt werden. Das sind zum einen jene Verfahren, bei denen bereits das Sendesignal im sog. PR-Code vorliegt, und zum anderen jene Verfahren, bei denen z.B. binär gesendet und im PR-Code empfangen wird. Das letztere Verfahren mit PR-Signalformung durch Kanal und Entzerrer ist für die PCM-Übertragung auf Koaxialkabel eindeutig günstiger.

1. Partial-Response-Übertragungsverfahren

1.1. Begriffsbestimmung

Der Begriff Partial-Response (PR)-Übertragungsverfahren umfaßt eine ganze Klasse von speziellen PR-Codes. Das gemeinsame Grundprinzip ist die Erzeugung einer Impulsantwort (des Gesamtkanals), die im Bitraster eine endliche Anzahl von definierten Störern (ISI) hat, die bei der Decodierung (Erkennung) aus der Kenntnis der vorher gesendeten Bitfolge kompensiert werden können. Das gilt für PR-Übertragungssysteme ohne Vorcodierung und ist sehr verwandt dem Prinzip der QR. Durch Vorcodierung der meist binären Eingangsfolge auf der Sendeseite wird eine so geschickte Kombination der ISI-Werte erreicht, daß eine Decodierung (Erkennung) durch einfache, mehrstufige Schwellwertentscheidung möglich ist. Diese Vorcodierung vermeidet auch den Nachteil der Fehlerfortpflanzung. PR-Übertragungssysteme ermöglichen durch die bewußt zugelassenen Störer in der Impulsantwort eine gezielte Beeinflussung des erforderlichen Gesamtkanalspektrums, wie z.B. die Erzeugung von Nullstellen und benötigen i.allg. eine geringere Übertragungsbandbreite als andere Verfahren mit gleicher Stufenzahl. Damit ist in gewissen Grenzen eine Anpassung an den vorhandenen Übertragungskanal und die gegebene spektrale Verteilung der Störleistungsdichte möglich. Aus diesem Grunde sind die PR-Übertragungsverfahren auch für spezielle Datenübertragungskanäle interessant.
PR-Übertragungsverfahren sind seit langem von der Datenübertragung bekannt und wurden unter diesem Aspekt in der Literatur auch schon ausführlich untersucht [1] [2] [3]. Für die PCM-Übertragung hoher Bitraten auf Koaxialkabel sind die unter dem Aspekt der Datenübertragung gewonnenen Aussagen jedoch nur mit großen Einschränkungen gültig. Die verwendeten Übertragungsmodelle und damit die Aussagen zu den SR-Verhältnissen sind in diesem Sinne nicht übernehmbar.
Apel [4] bezieht zwar in seine Untersuchungen zu Codierungen für die PCM-Übertragung die wichtigsten Verfahren der PR-Codierung mit ein, beschränkt sich jedoch auf deren Anwendung als Sendecode. Der Vorteil der PR-Übertragung liegt, wie weiter unten noch gezeigt wird, aber gerade in der Einbeziehung des Tiefpaßkanals in den PR-Impulsformer (Codierer), d.h. binär senden und ternär empfangen.
Erst in den letzten Jahren erschienen einige Veröffentlichungen über PCM-Systeme mit hohen Bitraten (Experimentalsysteme), die den Duobinärcode und auch den modifizierten Duobinärcode verwenden [5] [6] [7] [8]. Da jedoch die aufgeführten Autoren von den unterschiedlichsten Voraussetzungen ausgehen, ist ein umfassender Vergleich und eine Wertung der PR-Übertragungsverfahren nicht möglich. Aus diesem Grunde macht sich eine eingehende Untersuchung der wichtigsten PR-Codierungen bei gleichen Voraussetzungen und einheitlichen Bewertungskriterien, unter dem Aspekt der PCM-Übertragung auf Koaxialkabel erforderlich.

1.2. Allgemeiner PR-Codierer

PR-Übertragungsverfahren arbeiten mit einer Impulsantwort, die im Bitraster mehrere definierte „Nachstörer" hat. Im Bild 1 ist das allgemeine Systemmodell zur Erzeugung solcher idealer PR-Impulse dargestellt [3]. Hierbei realisiert die Transversalfilteranordnung die N, von Null verschiedenen Abtastwerte im zeitlichen Abstand T. $\{a_n\}$ sei hier eine binäre, bipolare Sendefolge mit $a_n = +1, -1$. Die folgenden Betrachtungen gelten aber ebenso für unipolare Sendefolgen und lassen sich auch ohne weiteres auf allgemeine s-stufige Eingangsfolgen $\{a_n\}$ erweitern.

$$g_{TF}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k \cdot \delta(t - k \cdot T), \tag{1}$$

$$G_{TF}(f) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k \cdot \mathrm{e}^{-jk2\pi f \cdot T}. \tag{2}$$

Der Impulsformer $G_I(f)$ erzeugt einen PR-Impuls, der ebenfalls genau die Abtastwerte $C_0 \cdots C_{N-1}$ hat, wenn $G_I(f)$ die 1. Nyquistbedingung erfüllt. Es muß also gelten:

$$\sum_{k=-\infty}^{+\infty} G(f - k/T) = \text{const.} \tag{3}$$

Somit kommen für den Impulsformer neben dem idealen Tiefpaß z.B. die bekannten Raised-cosine-Systeme in Frage. Die Transversalfilteranordnung erzeugt also die je nach Codierung erforderlichen Abtastwerte, verlangt aber eine periodische (nicht bandbegrenzte) Übertragungsfunktion. Der Impulsformer $G_I(f)$ hingegen bewirkt eine Bandbegrenzung, wobei diese Abtastwerte unverändert bleiben. Damit ist ein näherungsweise realisierbares Gesamtsystemmodell mit endlicher Bandbreite gegeben.
Die fiktive Aufteilung des PR-Systems in Transversalfilter und Impulsformer ermöglicht die allgemeine Behandlung verschiedener PR-Codierungen. Obwohl dieses Modell eine digitale Realisierung suggeriert, ist es in vielen Fällen sinnvoll, die PR-

Fortsetzung von Seite 255

[15] *Gölz, H.; Thanhäuser, G.:* Zwischenregenerator für 34 Mbit/s-Signale in Koaxialkabelverbindungen. telcom report 4 (1981) 5, S. 404–408
[16] *Bödeker, F.-W., Hartmann, W.; Scheuing, E.-U.:* Leitungsausrüstung zur Übertragung digitaler Signale mit 34 Mbit/s auf Koaxialkabeln. Nachrichtentech. Z. 35 (1982) 8, S. 496–502
[17] *Yamaguchi, K.*, u.a.: An 800 Mbit/s Repeater for Coaxial Cable. Fujitsu Sci. Tech. J. 18 (1982) 1, 1–23
[18] *Rossi, C.; Roveri, A.:* Sul problema dell' equalizzazione di fase nei sistemi di transmissione numerica in cavo coassiale (Phasenentzerrung in digitalen Übertragungssystemen über Koax). Alta Frequenza XLV (1976) 5, S. 296 bis 305
[19] *Kreß, D.; Krieghoff M.:* Elementare Approximation und Entzerrung bei der Übertragung von PCM-Signalen über Koaxialkabel. Nachrichtentech., Elektron. 23 (1973) 6, S. 225–227
[20] *Österreich, T.:* Rechnerprogramm zur Analyse und Optimierung von PCM-Entzerrern mit Minimalphasen- und Nichtminimalphasennetzwerken. Diplomarbeit, TH Ilmenau, Sektion INTET 1983
[21] *Fritzsche, G.:* Theoretische Grundlagen der Nachrichtentechnik. Berlin: VEB Verlag Technik 1972

Dr.-Ing. *Martin Huneck*, Technische Hochschule Ilmenau, Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik, 6300 Ilmenau, PSF 327

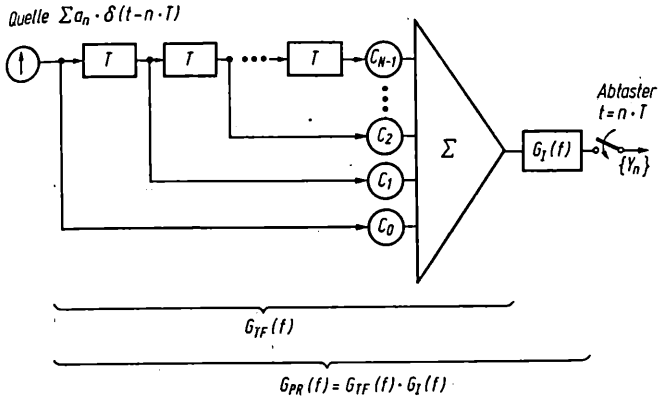


Bild 1. Allgemeines Modell eines PR-Codierers

Impulsformung analog zu verwirklichen. Es sei noch einmal ausdrücklich darauf hingewiesen, daß es sich hierbei um eine lineare Signalformung handelt. Für den Vergleich einiger PR-Codierungen wird das System minimaler Bandbreite (idealer Tiefpaß als Impulsformer) zugrunde gelegt. In diesem Fall kann man sich die Impulsantwort des Systems aus der Überlagerung zeitverschobener, mit C_k bewerteter Spaltfunktionen entstanden denken. Tafel 1 zeigt die entsprechenden Amplitudendichtespektren $G_{PR}(f)$ und Stoßantworten $g_{PR}(t)$ einiger typischer PR-Systeme mit minimaler Bandbreite [3]. Die zugehörigen mathematischen Beziehungen sind in Tafel 2 aufgeführt. Zur einheitlichen und unmißverständlichen Bezeichnung werden die Koeffizienten C_k angegeben. So bezeichnet PR (1,0, —1) den sogenannten modifizierten Duobinärcode mit $C_0 = 1$, $C_1 = 0$, $C_2 = -1$. Die Koeffizienten entsprechen folglich auch den Abtastwerten der Zeitfunktion im Abstand T (bei entsprechender Normierung der Amplitude).

Der PR-Codierer erzeugt am Ausgang eine größere Anzahl von Pegeln als am Eingang. Im allgemeinen kann der PR-Codierer mit mehrstufigen Signalen angesteuert werden, was aber bald zu praktisch nicht mehr vertretbaren Stufenzahlen am Ausgang führt.

In Tafel 2 sind die entsprechenden Beziehungen bei den einzelnen PR-Codes angegeben, wobei S die Anzahl der Eingangspegel bedeutet. Im folgenden soll stets nur von binären ($S = 2$) Eingangssignalen ausgegangen werden. Zur Vereinfachung der Gleichungen wurde jeweils eine geeignete zeitliche Verschiebung gewählt, die auch die entsprechende frequenzproportionale Phasendrehung eliminiert.

1.3. Entscheidungsrückgekoppelter Decoder

Die Ausgangsfolge der Abtastwerte $\{y_n\}$ eines idealen, rauschfreien PR-Systems ist gegeben durch:

$$y_n = C_0 \cdot a_n + \sum_{k=1}^{N-1} C_k \cdot a_{(n-k)} = \sum_{k=0}^{N-1} C_k \cdot a_{(n-k)}. \qquad (4)$$

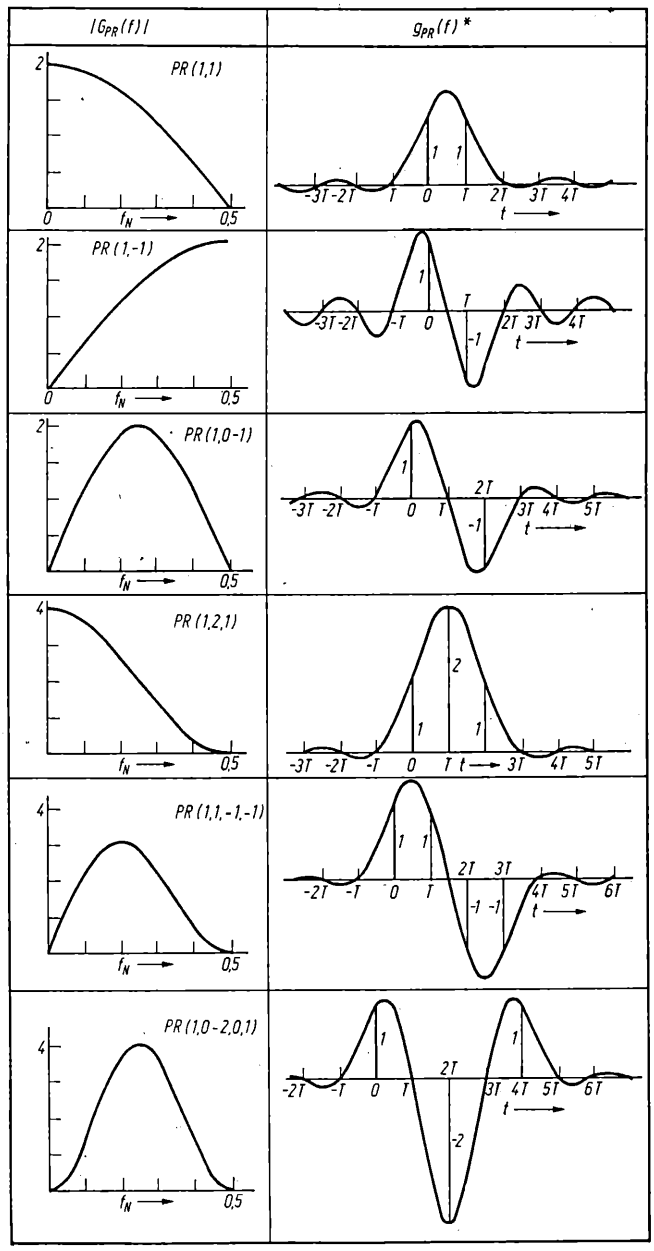
Der Empfänger kann die Folge $\{a_n\}$ aus der Folge $\{y_n\}$ durch Substraktion der Anteile vorheriger Eingangssymbole wiedergewinnen:

$$a_n = \frac{1}{C_0}\left(y_n - \sum_{k=1}^{N-1} C_k \cdot a_{(n-k)}\right). \qquad (5)$$

Praktisch ermittelt der Empfänger Schätzwerte der Sendefolge und benutzt sie zur Kompensation der Impulsnachstörer. Diese Decoderstruktur (Bild 2) ist mit der Struktur einer QR identisch. Tatsächlich lassen sich damit auch die Aufgabe der Decodierung und der Entzerrung kombinieren.

Es ist einleuchtend, daß eine Fehlerkennung eines Symbols über die Entscheidungsrückkopplung eine Fehlerkennung nachfolgender Symbole verursachen kann. Es kommt also zu einer

Tafel 1. Spektralverlauf $|G_{PR}(f)|$ und Stoßantwort $g_{PR}(t)$ verschiedener PR-Codes für das jeweilige System minimaler Bandbreite (grafisch) ⨯ Zeitachse bezüglich Abtastzeitpunkt



Tafel 2. Übersicht der hier betrachteten PR-Codes

Lfd. Nr.	PR-Code	Spektralverlauf* $G_{PR}(f)$	Stoßantwort ** $g_{PR}(t)$	Anz. d. Ausg.-Pegel allgem.	$S = 2$
1	PR (1,1) Duobinärcode	$2 \cdot \cos.(\pi \cdot f_N)$	$\frac{4}{\pi} \cdot \frac{\cos(\pi \cdot t_N)}{1-4(t_N)^2}$	$2S-1$	3
2	PR (1, −1) Dicode	$j \cdot 2 \cdot \sin(\pi \cdot f_N)$	$\frac{8}{\pi} \cdot t_N \frac{\cos(\pi \cdot t_N)}{4(t_N)^2-1}$	$2S-1$	3
3	*PR* (1,0−1) mod Duobinärc.	$j \cdot 2 \cdot \sin(2\pi f_N)$	$\frac{2}{\pi} \cdot \frac{\sin(\pi \cdot t_N)}{t_N^2-1}$	$2S-1$	3
4	*PR* (1, 2, 1)	$4 \cdot \cos^2(\pi \cdot f_N)$	$\frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{t_N} \cdot \frac{\sin(\pi \cdot t_N)}{1-t_N^2}$	$4S-3$	5
5	*PR* (1,1−1−1)	$j \cdot 4 \cdot \cos(\pi \cdot f_N) \cdot \sin(2\pi f_N)$	$-\frac{64}{\pi} \cdot t_N \frac{\cos(\pi \cdot t_N)}{(4 \cdot t_N^2-9)(4 \cdot t_N^2-1)}$	$4S-3$	5
6	*PR* (1,0−2,0,1)	$-4 \cdot \sin^2(2\pi f_N)$	$\frac{8}{\pi} \cdot \frac{1}{t_N} \frac{\sin(\pi \cdot t_N)}{t_N^2-4}$	$4S-3$	5

* $f_N = f/f_B$; $|f_N| \leqq 0{,}5$
** $t_N = t/T_B$; $T_B = 1/f_B$; Stoßintegral $C = 1 \cdot T_B$

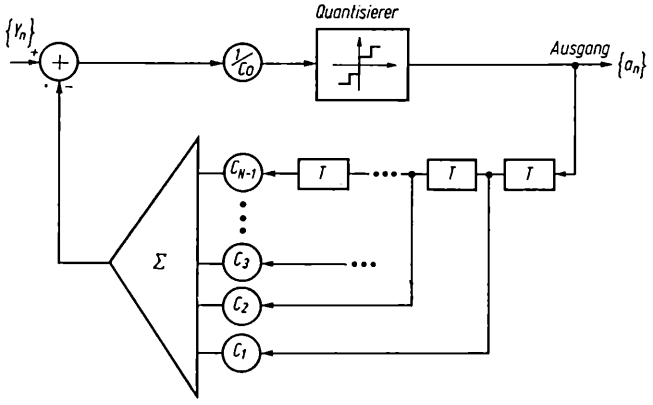


Bild 2. Entscheidungsrückgekoppelter Decoder

Fehlerfortpflanzung. In [3] wird auf die Berechnung der Erhöhung der Fehlerwahrscheinlichkeit durch diese Fehlerfortpflanzung eingegangen. Die Ergebnisse (siehe Tafel III in [3]) zeigen, daß für die hier interessierenden Codes PR (1, 1), PR (1, —1) und PR (1, 0, —1) maximal eine Verdopplung der Fehlerrate erfolgt. Für Codes mit mehr Koeffizienten und/oder bei mehrstufigen Eingangssignalen steigt der Effekt der Fehlerfortpflanzung deutlich an.

1.4. Vorcodierung

Eine Methode zur Vermeidung der Fehlerfortpflanzung ist die Vorcodierung. Der Vorcodierer eliminiert den Einfluß vorheriger Symbole im Sender dort, wo diese Symbole genau bekannt sind. Es sei $\{b_n'\}$ eine neue Datenfolge, die wie folgt definiert ist:

$$b_n' \cdot C_0 = a_n' - \sum_{k=1}^{N-1} C_k \cdot b'_{(n-k)} \pmod 2 \qquad (6)$$

$\{a_n'\}$ und $\{b_n'\}$ sind hier die Folgen der entsprechenden, logischen Inhalte von $\{a_n\}$ und $\{b_n\}$ mit: $a_n, b_n = 0, \mathrm{L}$.
Die Koeffizienten C_k sind ganzzahlig und so normiert, daß ihr größter gemeinsamer Teiler 1 ist. Damit stellt $\{b_n'\}$ die vorcodierte, ebenfalls 2stufige Folge dar, die einfach digital erzeugt werden kann. Gleichung (6) läßt sich folgendermaßen umformen:

$$a_n' = \sum_{k=0}^{N-1} C_k \cdot b'_{(n-k)} \pmod 2 . \qquad (7)$$

Ein Vergleich mit Gl. (4) unter Beachtung der entsprechenden Zuordnung zeigt, daß in einem rauschfreien System die Originalfolge $\{a_n'\}$ durch modulo-2-Interpretation der empfangenen (aus der vorcodierten Folge $\{b_n'\}$ über PR-Codierung hervorgegangenen) Folge $\{y_n'\}$ wiedergewonnen werden kann. Damit ist ein „gedächtnisloser" Decoder gegeben, bei dem es keine Fehlerfortpflanzung gibt (siehe Bild 3). In einem realen, rauschbehafteten System ist natürlich ein Quantisierer erforderlich, der entsprechende Schätzwerte des Signals liefert. Diese Decodiervorschrift läßt sich auch sinngemäß auf den Fall eines bipolaren Sendesignals übertragen, indem die logische Zuordnung $\{y_n'\}$ zu $\{y_n\}$ beachtet wird. Neben der Vermeidung der Fehlerfortpflanzung bewirkt die Vorcodierung in vielen Fällen auch ein technisch weniger aufwendiges Gesamtkonzept.
Es kann gezeigt werden, daß der Vorcodierer bei gleichwahrscheinlichen und statistisch unabhängigen Eingangssymbolen ebenfalls gleichwahrscheinliche, statistisch unabhängige Ausgangssymbole liefert. Das heißt, die Vorcodierung verändert die Statistik der Datenfolge nicht [3]. Das ist für Betrachtungen zur Fehlerwahrscheinlichkeit wichtig. Ebenso muß man aber bei der Abschätzung der Fehlerwahrscheinlichkeit beachten, daß die Ausgangspegel des PR-Coders nicht gleichwahrscheinlich auftreten, wenn sich einige dieser Pegel überlagern. Damit liegt auch die optimale Schwelle nicht in jedem Fall in der Augenmitte.

1.5. Übertragungsmodell

Zur Berechnung der Signal-Rausch-Verhältnisse (SRV) sind im Hinblick auf die technische Realisierung zwei Übertragungs-

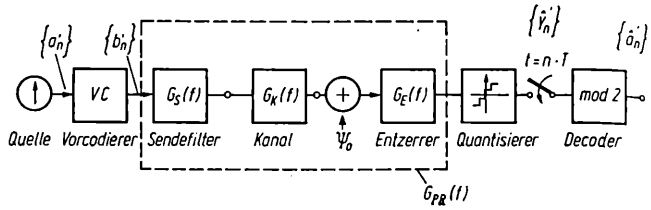


Bild 3. PR-Übertragungssystem mit Vorcodierung

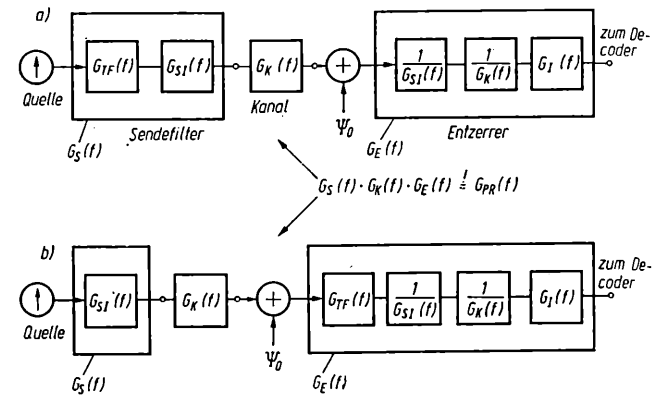


Bild 4. PR-Übertragungsmodelle
a) Modell 1 (PR-Sendesignal)
b) Modell 2 (PR-Impulsformung durch Kanal und Entzerrer)

modelle denkbar (Bild 4). Sie unterscheiden sich hinsichtlich der Aufteilung der Gesamtkanalimpulsformung auf Sender und Empfänger. Die Phasenübertragungsfunktionen können geeignet verteilt werden, da sie die Systemeigenschaften bezüglich Rauschen nicht beeinflussen.
$G_{TF}(f)$ ist hierbei das nicht bandbegrenzte PR-Spektrum. $G_I(f)$ ist der Nyquistimpulsformer. In beiden Fällen wird der Gesamtkanal auf $G_{PR}(f) = G_{TF}(f) \cdot G_I(f)$ entzerrt. $G_{SI}(f)$ ist in beiden Systemmodellen der Elementarsendeimpulsformer, für den hier wegen der einfachen technischen Realisierbarkeit ein Rechteckimpulsformer (RZ bzw. NRZ) zugrunde gelegt wird. Damit erfüllt auch $G_{SI}(f)$ die 1. Nyquistbedingung.
Der prinzipielle Unterschied zwischen Modell 1 (Bild 4a) und Modell 2 (Bild 4b) besteht im Sendesignal. Im ersten Fall gibt der Sender bereits ein PR-Signal ab, das mit $G_{SI}(f)$ geformt wurde. Das bedeutet bei PR (1, 1), PR (1, —1) oder PR (1, 0, —1) ein 3stufiges Sendesignal. Der Entzerrer hat hier die Aufgabe, den Kanalfrequenzgang bis zur Grenzfrequenz von $G_I(f)$ zu kompensieren und auf ein bandbegrenztes, realisierbares Empfangsimpulsspektrum $G_I(f)$ zu entzerren.
Im zweiten Fall gibt der Sender ein mit $G_{SI}(f)$ geformtes, binäres Signal ab. Jetzt erfolgt die PR-Signalerzeugung (Codierung) durch den Kanal und den Entzerrer, d. h., der Kanal wird in die eigentliche PR-Impulsformung mit einbezogen. Neben der Erzeugung eines realisierbaren, bandbegrenzten Empfangsimpulsspektrums $G_I(f)$ muß der Entzerrer in diesem Fall auf den Verlauf $G_{TF}(f)/G_k(f)$ bis zur Grenzfrequenz von $G_I(f)$ entzerren.
Modell 2 ist beim $\sqrt{f}$-Kanal (Koaxialkabel), wegen dessen ausgeprägtem, monotonem Tiefpaßverhalten, hinsichtlich des SRV günstiger. Hierbei wurden die oben genannten PR-Codes zugrunde gelegt. Das Modell 1 ist für solche Übertragungssysteme gut geeignet, bei denen der Übertragungskanal das Verhalten

$$|G_k(f)| \approx \begin{cases} 1 & |f| \leqq f_g \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \qquad (8)$$

aufweist, d. h. für steil bandbegrenzte Kanäle mit konstantem Übertragungsfaktor im Durchlaßbereich, wie sie z. B. in der TF-Technik gegeben sind (vgl. Analog-Hybrid-System [9]). Auch bei der Nutzung vorhandener Fernsprechkanäle für die Datenübertragung liegt dieser Fall vor. Hier liegt der Sinn der PR-Technik in der Reduzierung der praktisch erforderlichen Übertragungsbandbreite auf die Nyquistfrequenz. Das ist in der Praxis mit der Binärübertragung und auch mit ternären Blockcodes nicht möglich.

2. Spezielle PR-Codes

Für die Betrachtungen in diesem Abschnitt wird das Systemmodell 2 (Bild 4) mit vorcodiertem, binärem, bipolarem Sendesignal $b_n = +1, -1$ und ein $\sqrt{f}$-Kanal vorausgesetzt.

2.1. Duobinärcode PR (1, 1)

Der Duobinärcode ist der klassische PR-Code. In [10] findet man eine ausführliche und anschauliche Darstellung der Duobinärtechnik, jedoch unter dem Aspekt der Datenübertragung. Auf Grund der günstigen SRV beim Koaxialkabelkanal (siehe Abschn. 3) ist er auch besonders gut für die hochkanalige PCM-Übertragung geeignet. Es muß beachtet werden, daß es sich hierbei um einen sogenannten „gleichstrombehafteten" Code handelt, d.h. die fehlenden Gleichstromanteile im realen Übertragungssystem müssen durch QR kompensiert werden. Die Vorcodierungsregel für binäre Quellensignale lautet:

$$b_n' = a_n' + b_{n-1}' \bmod 2 \tag{9}$$

Diese mod 2-Addition (auch Exclusiv-OR-Verknüpfung) läßt sich technisch sehr einfach realisieren (Bild 5). Damit ergibt sich am Empfänger eine ebenfalls äußerst einfache Decodierregel:

$$\begin{aligned} y_n = 0 \quad &\Rightarrow \hat{a}_n' = L \qquad \text{da} \quad a_n' = L \Rightarrow b_n' = \overline{b_{n-1}'} \\ y_n = \begin{cases} +2 \\ -2 \end{cases} &\Rightarrow \hat{a}_n' = 0 \qquad\quad a_n' = 0 \Rightarrow b_n' = b_{n-1}'. \end{aligned} \tag{10}$$

Diese Funktion läßt sich durch 2 Schwellenwertentscheider und deren logische Oder-Verknüpfung bzw. durch Zweiweggleichrichtung und einfache Schwellwertentscheidung verwirklichen. Tafel 3 veranschaulicht diese Zusammenhänge an einem Beispiel.

Das 3stufige Empfangssignal $\{y_n\}$ ist redundanzbehaftet. Diese Redundanz kann u.a. zu einer einfachen Fehlerratenüberwachung in jedem Repeater genutzt werden. So ist in der Folge $\{y_n\}$ ein Übergang von $+2$ nach -2 und umgekehrt in zwei aufeinanderfolgenden Abtastmomenten im fehlerfreien Betrieb nicht zulässig. Ebenso folgt auf eine gerade Anzahl von Nullen immer ein Symbol gleicher Polarität und auf eine ungerade Anzahl von Nullen ein Symbol entgegengesetzter Polarität.

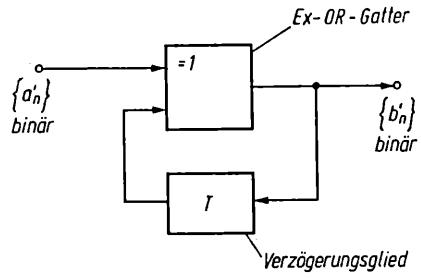
Die Taktgewinnung ist bei der Duobinärübertragung etwas problematisch, da das Empfangsspektrum bei $f_{B/2}$ eine Nullstelle hat. Damit steht nach einer nichtlinearen Signalaufbereitung nur eine relativ geringe Taktkomponente bei f_B zur Verfügung. Aus diesem Grunde bietet sich bei solchen PR-Systemen eine Pilottontaktübertragung an, die dann gleichzeitig mit zur Verstärkungsregelung verwendet werden kann. Da es sich hier um ein System mit $f_g \approx f_{B/2}$ handelt, kommt nur die Übertragung eines Pilottones bei $f_{B/2}$ in Frage. Diese Pilotfrequenz muß dann im Repeater zur Abtastung verdoppelt werden. Kritische Baugruppen sind in diesem Zusammenhang der Taktsignalabzweigpunkt und mehr noch der Summationspunkt an der Repeaterendstufe.

Die Beeinflussung der Signalerkennung durch das Pilottonsignal kann praktisch eliminiert werden. Erstens wird der Pilotton mit einem Pegel im Sender zugesetzt, der etwa 15 dB unter dem Signalspitzenwert liegt. Zweitens hat der reale Übertragungskanal bei $f_{B/2}$ eine hohe Dämpfung, so daß der Pilotton verhältnismäßig stark gedämpft wird. Drittens wird der Pilotton mit einer solchen Phasenlage eingespeist, daß er am Empfangspunkt zum nominellen Abtastzeitpunkt gerade einen Nulldurchgang hat. Viertens kann man durch einen Sperrkreis vor dem Entscheider das Pilotsignal zusätzlich unterdrücken. Dieser Sperrkreis kann unter Umständen in den Abzweigpunkt integriert sein. In [8] wird hierzu eine für 800 Mbit/s geeignete Lösung auf der Basis eines Ringresonator-Viertor-Bauelements vorgestellt. Die unerwünschte Signalverzerrung eines solchen Sperrkreises ist selbst bei niedriger Güte vernachlässigbar. In [8] wird hierzu eine Verringerung der Augenöffnung von $\leqq 1\,\%$ bei einem Ringresonator der Güte 20 angegeben.

Tafel 3. Beispiel für eine PR (1,1)-Codierung

Quellensignal																
a_n' (÷)	L	0	L	0	0	L	L	L	0	L	0	0	0	L	0	L	0
Vorcodiertes Signal																	
b_n' (0)	L	L	0	0	0	L	0	L	L	0	0	0	0	L	L	0	0
Bipolares Sendesignal																	
a_n (÷)	+	+	−	−	−	+	−	+	+	−	−	−	−	+	+	−	−
Empfangssignal																	
y_n' (÷)	0	+2	0	−2	−2	0	0	0	+2	0	−2	−2	−2	0	+2	0	−2
Decodiertes Signal																	
a_n' (÷)	L	0	L	0	0	L	L	L	0	L	0	0	0	L	0	L	0

Bild 5
Vorcodierer für PR (1,1)



Wie bereits oben erwähnt, verändert der Vorcodierer die Statistik der Eingangsfolge nicht, d.h. auch sein binäres Ausgangssignal $\{b_n'\}$ ist redundanzfrei und kann alle möglichen Kombinationen von Symbolen haben. Bezeichnet man die Abtastwerte des Empfangsimpulses $y(t)$ mit:

$$\begin{aligned} x_k &= y(t_a - k \cdot T), \\ k &= -\infty \cdots +\infty, \text{ ganzzahlig}, \\ t_a &= \text{Abtastzeitpunkt}, \end{aligned} \tag{11}$$

ergibt sich die halbe vertikale Augenöffnung (worst-case) U_w wie folgt:

$$U_w = \frac{x_0 + x_1 - |x_0 - x_1|}{2} - \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0,\ k \neq 1}}^{+\infty} |x_k| \tag{12}$$

Hieraus erkennt man, daß die Unsymmetrie des Empfangsimpulses $|x_0 - x_1|$ eine große Rolle spielt. Bild 6 veranschaulicht prinzipiell das zugehörige Augendiagramm.

2.2. Dicode PR (1, −1)

Der Dicode ist im Gegensatz zum Duobinärcode „gleichstromfrei", was der Anwendung bei Kanälen mit unterer Bandbegrenzung entgegenkommt. Der Idealkanal für das PR (1, −1)-System mit minimaler Bandbreite erfordert jedoch eine steile Bandbegrenzung (siehe Tafel 1) und ist damit auch nicht näherungsweise praktisch realisierbar. Aus diesem Grunde wird hier das System mit nichtminimaler Bandbreite, mit einem Raised-cosine-Impulsformer betrachtet. Das erreichte SRV liegt

$$G_I(f) = \begin{cases} 1 & \dfrac{f}{f_B} \leqq \dfrac{1-r}{2} \\ \dfrac{1}{2} - \dfrac{1}{2} \cdot \sin\left[\dfrac{\pi}{2r}\left(\dfrac{2f}{f_B} - 1\right)\right] & \dfrac{1-r}{2} \leqq \dfrac{f}{f_B} \leqq \dfrac{1+r}{2} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \tag{13}$$

jedoch deutlicher unter dem des PR (1, 1) und auch unter denen anderer PR-Codes (siehe Abschn. 3). Deshalb kommt der Dicode für die hochkanalige PCM-Übertragung unter Grenzbedingungen nicht in Frage.

Die Vorcodierregel lautet hier formal aus Gl. (7) abgeleitet:

$$b_n' = a_n' - \hat{b}_{n-1} \bmod 2 \tag{14}$$

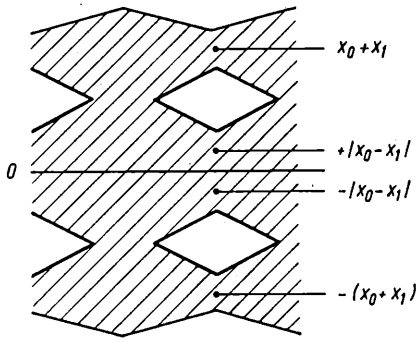


Bild 6
Augendiagramm für PR (1,1) (schematisch)

Das ist jedoch logisch mit der Beziehung für PR (1, 1) identisch [siehe Gl. (9)]. Ebenso erfolgt die Decodierung analog zum Duobinärcode, wobei nur die Zuordnung negiert ist

$$y_n = 0 \quad \Rightarrow \hat{a}_n' = 0, \tag{15}$$

$$y_n = \begin{cases} +2 \\ -2 \end{cases} \Rightarrow \hat{a}_n' = L.$$

Hinsichtlich der Taktgewinnung ist gegenüber dem PR (1, 1) zu beachten, daß das Signalspektrum stärkere Anteile bei $f_{B/2}$ hat und damit eine übliche Selbsttaktung eher in Betracht kommt. Für die Berechnung der vertikalen Augenöffnung gilt analog zu Gl. (12):

$$U_w = \frac{x_0 - x_1 - |x_0 + x_1|}{2} - \sum_{k=-\infty}^{+\infty} |x_k| \tag{16}$$

$$k \neq 0, \; k \neq 1.$$

2.3. Modifizierter Duobinärcode PR (1, 0, —1)

Der PR (1, 0, —1) ist ebenfalls ein „gleichstromfreier" PR-Code, der aber gegenüber dem PR (1, —1) deutlich bessere SRV-Werte hat (siehe Abschn. 3). Die erreichbaren SRV liegen jedoch unter denen des PR (1, 1), Für die Vorcodierung gilt formal:

$$b_n' = a_n' - b_{n-2}' \bmod 2. \tag{17}$$

Diese Gleichung,ist identisch mit

$$b_n' = a_n' + b_{n-2}' \bmod 2. \tag{18}$$

Der entsprechende Vorcodierer ist in Bild 7 erkennbar und unterscheidet sich von dem oben genannten nur durch das 2T-Verzögerungsglied.
Die Decodierung erfolgt analog der Decodierung beim Duobinärcode mit negativer logischer Zuordnung:

$$y_n = 0 \quad \Rightarrow \hat{a}_n' = 0 \text{ da } a_n' = 0 \Rightarrow b_n' = b_{n-2}',$$

$$y_n = \begin{cases} +2 \\ -2 \end{cases} \Rightarrow \hat{a}_n' = L \quad a_n' = L \Rightarrow b_n' = \overline{b_{n-2}'} \tag{19}$$

Für die Taktübertragung kommt hier ebenfalls das Pilottonverfahren in Frage. Das ideale Gesamtkanalspektrum ist beim PR (1, 0, —1) rein imaginär, d.h., der Gesamtkanal muß zumindest gedanklich in ein rein reelles System zur Betragsapproximation und einen breitbandigen 90°-Phasenschieber zerlegt werden (von frequenzproportionalen Phasenanteilen abgesehen). Hieraus muß man schließen, daß die Approximation eines solchen Kanals mit höherem technischem Aufwand verbunden ist. Inwieweit sich dieses Problem bei realisierbaren Systemen nachteilig auswirkt, können nur spätere Untersuchungen mit realen Entzerrernetzwerken zeigen. Gleiches gilt auch für den PR (1, —1) und PR (1, 1, —1, —1).
Für die Berechnung der vertikalen Augenöffnung gilt analog das in Abschn. 2.1. Gesagte:

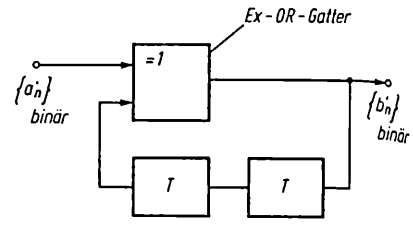
$$U_w = \frac{x_0 - x_2 - |x_0 + x_2|}{2} - \sum_{k=-\infty}^{+\infty} |x_k| \tag{20}$$

$$k \neq 0, \; k \neq 2.$$

2.4. PR-Codes mit mehr als drei Empfangspegeln

In Tafel 1 wurden zum Vergleich noch einige Codes aufgenommen, die bei binärem Sendesignal ein 5-stufiges Empfangssignal erzeugen. Der PR (1, 2, 1) hat dabei trotz höherer Stufenanzahl noch bessere SRV-Werte als der Duobinärcode (siehe Abschn. 3). Er ist aber ebenfalls gleichstrombehaftet. Als „gleichstromfreie" Alternative ist der PR (1, 1, —1, —1) anzusehen. Gegenüber dem PR (1, 0, —1) liegen auch beim PR (1, 1, —1, —1) bessere SRV-Werte vor. Für beide trifft das Problem des rein imaginären Gesamtkanalspektrums zu. Für den PR (1, 0, —2, 0, —1) und andere hier nicht aufgeführte PR-Codes (vgl. [3]) lieferten die Berechnungen ungünstigere SRV-Werte. Deshalb scheiden diese Codes von vornherein für die hochkanalige PCM-Übertragung aus.
In den meisten Fällen dürften bei Codes mit mehr als 3 Empfangspegeln die wachsenden Probleme der Realisierung den Gewinn an SRV wieder aufwiegen.

Bild 7
Vorcodierer für PR (1, 0, — 1)



3. Berechnung der erreichbaren SRV

3.1. Voraussetzungen

Zur Beurteilung von PCM-Übertragungsverfahren hat sich das Worst-case-SRV am Entscheider als gut brauchbar erwiesen. Es soll auch hier zur Abschätzung der PR-Verfahren herangezogen werden.
Neben den in Tafel 1 aufgeführten PR-Codes sind zum Vergleich die Werte für redundanzfreie Binärübertragung und 4B-3T-Codierung mit angegeben. Das Sendesignal ist ein Rechteck konstanter Amplitude U_0 im RZ- oder NRZ-Format. Damit gilt für $G_{SI}(f)$:

$$G_{SI}(f) = \frac{\sin(\pi \cdot T_B \cdot f \cdot \delta)}{\pi \cdot T_B \cdot f \cdot \delta} \qquad \begin{matrix} \text{RZ: } \delta = 0{,}5 \\ \text{NRZ: } \delta = 1 \end{matrix} \tag{21}$$

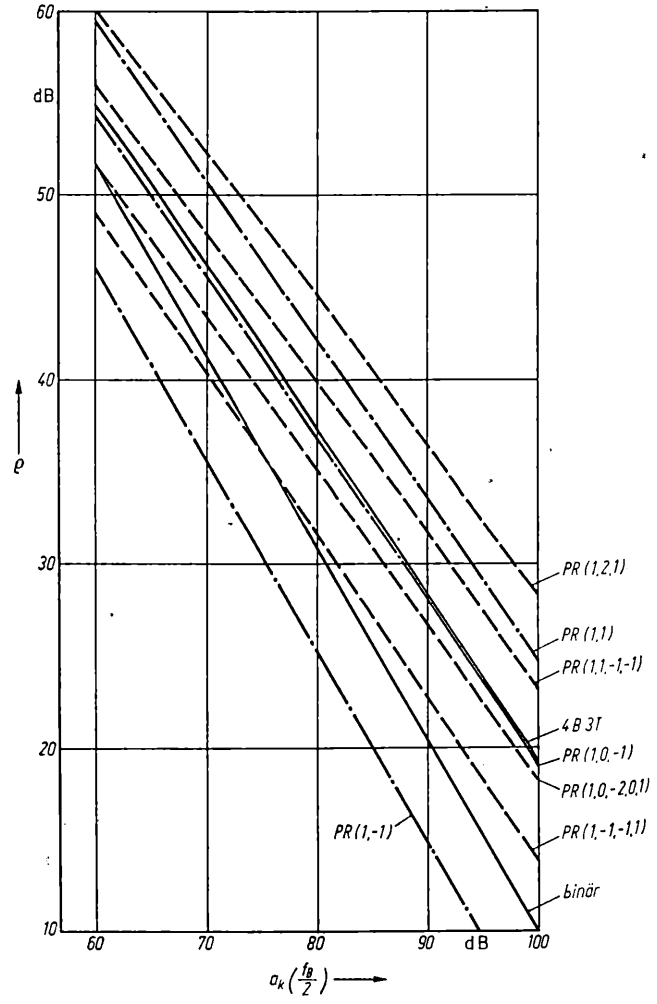
mit dem Stoßintegral:

$$T = U_0 \cdot C_B \cdot \delta. \tag{22}$$

Für den Kanal wurde der bekannte $\sqrt{f}$-Frequenzgang zugrunde gelegt. Zur Berechnung des SRV ist davon nur der Betragsverlauf erforderlich und wird hier bezüglich der Kabeldämpfung bei der halben Bitfrequenz $f_{B/2}$ angegeben:

$$|G_k(f)| = 10^{-\frac{1}{20} \cdot a_k(f_{B/2}) \cdot \sqrt{2 \cdot f/f_B}}. \tag{23}$$

Bild 8. Erreichbare SRV in Abhängigkeit der Kabeldämpfung (ISI-freie Systeme, $U_0 = 1$ V, $R = 75\ \Omega$, $F = 1$)



Für $G_{TF}(f)$ werden die entsprechenden Gleichungen aus Tafel 2 verwendet. Der Impulsformer $G_I(f)$ ist für die Berechnung im allgemeinen ein idealer Tiefpaß entsprechend Gl. (8). Beim PR (1, —1) führt das zu einem auch nicht näherungsweise approximierbaren Entzerrerfrequenzgang. Deshalb wurde hier ein Raised-cosine-Impulsformer entsprechend Gl. (13) zugrunde gelegt.

Das Systemmodell 2 (Bild 4b) ermöglicht auch die Beschreibung des Binär-, AMI- und 4B-3T-Übertragungssystems, wenn $G_{TF}(f) = 1$ gesetzt wird. $G_I(f)$ sei in diesem Fall ebenfalls ein Raised-cosine-Impulsformer. Beim 4B-3T-Code muß in den entsprechenden Gleichungen die Bitfrequenz f_B durch die Symbolfrequenz f_S ersetzt werden. Es ergeben sich dann folgende halbe Augenöffnungen U_w (ideal):

$$U_w = U_0 \cdot \delta \qquad \text{PR-Codierung (n. Tafel 2), Binärcodierung} \tag{24}$$

$$U_w = 1/2 \cdot U_0 \cdot \delta \qquad \text{AMI, 4B-3T.}$$

Das SRV δ_{dB} ergibt sich dann zu:

$$\varrho_{dB} = 20 \cdot \log (U_w/U_n)$$

$$= 20 \cdot \lg \left(\frac{U_w}{\sqrt{K \cdot T \cdot R \cdot F \cdot \int_0^\infty |G_E(f)|^2 \, \mathrm{d}f}} \right) \tag{25}$$

U_n effektive Rauschspannung, K Boltzmannkonstante, T absolute Temperatur, R Bezugswiderstand, F Rauschzahl.

3.2. Ergebnisse

Die erzielbaren SRV wurden als Funktion der Kabeldämpfung $a_k(f_{B/2})$ im Bereich von 50 dB bis 100 dB berechnet. Ein Vergleich der Ergebnisse hinsichtlich des Sendeformates (RZ oder NRZ) zeigte für alle PR-Codierungen mit Ausnahme des PR (1, —1) günstigere Werte beim NRZ-Format. Dieses Ergebnis war auch zu erwarten, da es sich hierbei um Systeme mit relativ geringer Bandbreite handelt. Auch beim Vergleich unter dem Aspekt der Leistungsbegrenzung, also beim Vergleich der relativen SRV ϱ_r (auf die mittlere Sendeenergie je Bit bezogen, vgl. [11]) erweist sich in diesen Fällen das NRZ-Format als günstiger. Aus diesem Grunde wird auf die Angabe der Werte für RZ-Sendeimpulse bei den PR-Codierungen verzichtet. Eine Ausnahme bildet hierbei der PR (1, —1), bei dem das RZ-Sendeformat für große Roll-off-Faktoren ($r \geqq 0{,}75$ bei $a_k = 100$ dB) günstigere Werte als NRZ liefert. Eine solch flache Bandbegrenzung ist aber wegen des absolut zu niedrigen SRV praktisch nicht von Interesse. Man kann also generell einschätzen, daß für PR-Systeme unter den hier geltenden Bedingungen ($\sqrt{f}$-Kanal, binär senden u.a.) NRZ-Sendeimpulse günstiger sind.

In Bild 8 sind die nahezu linearen Kurven $\varrho_{dB} = f[a_k(f_{B/2})]$ für einige ausgewählte Codes dargestellt. Als Vergleichsfälle werden unter gleichen Bedingungen der redundanzfreie Binärcode und der sehr effektive 3stufige 4B-3T-Code mit angegeben. Es sei darauf verwiesen, daß die SRV-Werte für AMI-Übertragung um 6 dB unter denen der Binärübertragung liegen (ideales System) und deshalb nicht mit eingezeichnet wurden. AMI dient in der Literatur oft als Vergleichsfall.

Es scheint gerechtfertigt, die Ergebnisse für ISI-freie Systeme relativ zueinander zu interpretieren und auf die Eigenschaften bei realen Entzerrerkonfigurationen zu schließen, obwohl natürlich noch andere Kenngrößen (z.B. das horizontale Auge) eine entscheidende Rolle spielen. Über die Untersuchungen realer Systeme wird in einem späteren Beitrag berichtet.

Außer dem PR (1, —1) liegen alle PR-Codes besser als die redundanzfreie Binärübertragung. Bei den 3stufigen PR-Codes ist der Duobinärcode hinsichtlich des erreichbaren SRV am günstigsten. Er hat aber als Nachteil eine Gleichstromkomponente. Als gleichstromfreie Alternative kommt der PR (1, 0, —1) in Betracht, der bei großen Kabeldämpfungen mit dem 4B-3T-Code (bei einem Raised-cosine-Kanal mit $r = 0{,}5$) identische Ergebnisse liefert. Als 5stufige Alternative zum PR (1, 1) bzw. zum gleichstromfreien PR (1, 0, —1) ergeben sich der PR (1, 2, 1) bzw. der gleichstromfreie PR (1, 1, —1, —1), die in den SRV-Werten noch besser liegen. Bei einer Kabeldämpfung $a_k(f_{B/2}) = 80$ dB betragen die Unterschiede + 2,4 dB bzw. + 2,9 dB. Es ist natürlich zu bedenken, ob dieser Gewinn die kompliziertere Schaltungsrealisierung und erhöhte Toleranzempfindlichkeit lohnt. In diesem Zusammenhang ist die horizontale Augenöffnung, also das Verhalten bezüglich Jitter, von Interesse. Auf die aufwendige Berechnung der horizontalen Augenöffnung bei idealen Systemen wurde verzichtet, da diese Kenngröße bei der Untersuchung realer Systeme wesentlich aussagekräftiger ist und bei der Berechnung des Augendiagrammes dann automatisch vorliegt.

4. Zusammenfassung

In diesem Bericht wurde gezeigt, daß PR-Übertragungsverfahren eine Erhöhung der Effektivität bei der PCM-Übertragung hoher Bitraten auf Koaxialkabel ermöglichen. Der große Gewinn an SRV gegenüber der redundanzfreien Binärübertragung beruht auf der Anpassung zwischen Kabelfrequenzgang (monotoner Tiefpaß) und dem Tiefpaßgesamtkanal als Sollempfangsspektrum. Aus diesem Grunde kommt nur die Methode der Einbeziehung des Kanals in die PR-Impulsformung in Frage. Das bedeutet binär senden und z.B. ternär empfangen. Eine Vorcodierung der binären Sendefolge führt zur Vermeidung des entscheidungsrückgekoppelten Decoders und damit zur Vermeidung der Fehlerfortpflanzung. Außerdem wird hierdurch eine Realisierung mit geringerem Schaltungsaufwand und ohne zusätzliche Toleranzprobleme in der Rückführung möglich.

Besonders interessant sind der Duobinärcode PR (1, 1) und der modifizierte Duobinärcode PR (1, 0, — 1). Der gleichstrombehaftete PR (1, 1) liefert z.B. bei einer Kabeldämpfung $a_k(f_{B/2}) = 90$ dB um etwa 5 dB bessere SRV-Werte als der 4B-3T-Code ($r = 0{,}5$, ideale Systeme). Eine Kompensation der fehlenden niederfrequenten Spektralanteile ist hierbei erforderlich. Der gleichstromfreie PR (1, 0, —1) ist unter diesen Bedingungen gleichwertig mit dem 4B-3T. Noch günstigere SRV-Werte liefern die 5stufigen PR-Codes: PR (1, 2, 1) und PR (1, 1, —1, —1). Hier steht natürlich die Frage, ob sich diese Gewinne praktisch auch umsetzen lassen und den höheren Schaltungsaufwand rechtfertigen. Als nächster Schritt muß sich nun die Simulation realer Systeme mit den entsprechenden Rechenprogrammen anschließen. Dabei stehen dann Probleme der Approximation der idealen Kanäle, die horizontale Augenöffnung, die Toleranzempfindlichkeit, das Verhalten bei Längenänderung, Probleme der Taktgewinnung und vieles andere mehr als Fragen an. Hierüber soll in einem späteren Beitrag berichtet werden.

Eingegangen am 25. Februar 1983 NaA 9057

Literatur

[1] *Lender, A.:* The Duobinary Technique for High-Speed Data Transmission IEEE Trans. Commun. Electron. 82 (1963) 5 S. 214—218

[2] *Kretzmer, E. R.:* Generalisation of a Technique for Binary Data Communication IEEE Trans. Com. Technol. (Concise Papers) 14 (1966) 2, S. 67—68

[3] *Kabal, P.; Pasupathy, S.:* Partial-Response Signaling. IEEE Trans. Com. 23 (1975) 9, S. 921—934

[4] *Apel, U.:* Vergleich von Codes für die Übertragung digitaler Signale in regenerativen Kanälen. Dissertation, TU München 1971

[5] *Ohira, T.; Kazuhiko, N.;* u.a.: 400 Mbit/s Regenerativ Repeater Using a Partial-Response System for Coaxial Cable Transmission. IEEE Int. Conf. on Com. USA 1975, S. 24/16—24/20

[6] *Higo, Y.; Sawai, A.:* Experimental Study on 800 Mbit/s Duobinary Coaxial PCM Transmission with DC Restoration Technique. IEEE Int. Conf. on Com. USA 1976, S. 6/11—1/16

[7] *Roste, T.; Holte, N.; Knapskog, S. J.:* A 140 Mbit/s Digital Transmission System for Coaxial Cable Using Partial Response Class 1 Line Code with Quantized Feedback. IEEE Trans. Com. 28 (1980) 8, S. 1425—1430

[8] *Sawai, A.;* u.a.: Coaxial PCM Transmission Using Duobinary Scheme. NEC Research & Development 61 (1981) 4, S. 89—96

[9] *De Julio, U.,* u.a.: An Experimental System for Hybrid Digital Transmission at 140 Mbit/s on Coaxial Cables. IEEE Trans. Com. 24 (1976) 8, S. 881—890

[10] *Lucky, R. W.; Salz, J.; Weldon, E. J.:* Principles of Data Communication New York: McGraw-Hill 1968

[11] *Kreß, D.:* Digitale Übertragungstechnik, Teil 1. Nachrichtentech., Elektron. 31 (1981) 7, S. 285—288

Dipl.-Ing. *Günter Uhlrich* Technische Hochschule Ilmenau, Sektion Informationstechnik und Theoretische Elektrotechnik, 6300 Ilmenau, PSF 327

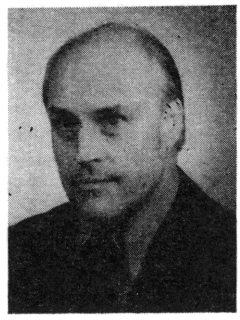
Dissertation

Versuch zur Ermittlung der Einwirkungsbreite technischer und technologischer Kennwerte auf die Wirtschaftlichkeit von Lichtleiter-Übertragungssystemen

Von *Jens Peter Rehahn*. Dissertation A an der Fakultät für Technische Wissenschaften des Wissenschaftlichen Rates der Technischen Hochschule Ilmenau. Vorsitzender der Prüfungskommission: Prof. Dr. sc. techn. *D. Kreß*. Gutachter: Prof. em. Dr.-Ing. eh. *W. Kutzsche*, Prof. Dr.-Ing. *G. Ulrich*, Dr.-Ing. habil. *W. Glaser*.

Die Grundlagen der Übertragungseigenschaften von Lichtleitern werden im Hinblick auf ihren Einfluß auf die Wirtschaftlichkeit von Lichtleiter-Übertragungssystemen dargestellt und Vergleiche mit anderen Übertragungsmedien angestellt. Der Einfluß technischer und technologischer Faktoren auf die Kosten wird diskutiert und Kostenbeziehungen für Stufenindex- und Gradientenlichtleiter aufgestellt, die einen relativen Kostenvergleich von Lichtleitern unterschiedlicher Kennwerte ermöglichen. Daraus wird u.a. gefolgert, daß sich Monomode-Lichtleiter kostengünstiger als Gradienten-Lichtleiter hoher Bandbreite herstellen lassen und dabei ein um mindestens eine Größenordnung besseres Verhältnis Preis/Bandbreite haben werden. Kennwerte von Bauelementen für die Lichtleiterübertragung werden im Zusammenhang mit Wirtschaftlichkeitsbetrachtungen dargestellt. Lichtleiter-Übertragungssysteme werden nach Kurzstreckenübertragung und Nachrichtenübertragung unterschieden und Kriterien aufgestellt, die beide Anwendungsgebiete bei Wirtschaftlichkeitsbetrachtungen eindeutig abgrenzen.

NaK 9067



Dr.-Ing. *Jens Peter Rehahn* (60) diplomierte 1962 an der Technischen Universität Dresden am Institut für Allgemeine Elektrotechnik mit einer Arbeit über die Analyse von Interferenzfeldern unter Ausnutzung des Dopplereffektes. Er war von 1952 bis 1961 im VEB Funkwerk Köpenick in der Entwicklung auf dem Gebiet der Empfangstechnik und der Funkpeilung tätig. Seit 1962 im Institut für Nachrichtentechnik Berlin, leitete er von 1964 bis 1982 den Direktionsbereich Funknachrichtentechnik, in dem u.a. Aufgaben der mobilen Funktechnik, der Richtfunktechnik und der optischen Nachrichtenübertragung bearbeitet wurden. Er ist Leiter der überbetrieblichen Arbeitsgruppe „Wissenschaftlich-technische Koordinierung der Lichtleiter-Nachrichtenübertragung".

Buchbesprechungen

Logischer Entwurf binärer Systeme

Von *H. J. Zander*
Berlin: VEB Verlag Technik, 1982
272 Seiten, 203 Bilder, Kunstleder 36,— M

Insbesondere durch den kundenspezifischen Schaltkreisentwurf hat sich in den vergangenen Jahren die Anzahl der Ingenieure vergrößert, die sich für den Entwurf binärer digitaler Systeme interessieren. Das Buch, das eine Einführung in diese Probleme ist, kommt deshalb dem gewachsenen Interesse für dieses Gebiet entgegen.

In 7 Abschnitten werden folgende Probleme behandelt:

Nach den Grundlagen der Beschreibung logischer Systeme (Schaltalgebra und entsprechende Grundoperationen) erfolgt die Beschreibung der schaltungstechnischen Realisierung (Synthese) kombinatorischer logischer Schaltungen (Random-Logik, ROM, PLA, PAL, ULM), wobei auch auf praktische Effekte wie Hasards eingegangen wird. Danach werden sequentielle binäre Systeme mit klassischen und modifizierten Automatenmodellen sowie deren schaltungstechnische Realisierung beschrieben. In einem weiteren Abschnitt wird auf programmierbare binäre Systeme (Mikrorechner) eingegangen.
Den Abschluß bilden 5 Synthesebeispiele.
Bei allen Abschnitten wird in erster Linie auf die prinzipielle Vorgehensweise orientiert und eine Einheitlichkeit der Beschreibung und Modelle angestrebt. Dadurch ergibt sich eine sehr übersichtliche Darstellung.
Das Manuskript des Buches ist aus Vorlesungsmanuskripten hervorgegangen. Deshalb kann der Stoff als in der Hochschullehre erprobt angesehen werden, das Buch ist als Lehrbuch zu empfehlen.

NaB 528 *A. Möschwitzer*

Rationelle Gestaltung der Erfinder- und Informationstätigkeit in Forschung und Entwicklung

Von *I. Beues* (ČSSR), *F. Pleschak*, *L. Riha* (ČSSR), *P. Matuschek*, *G. Schellenberger*, *K. Siegel* (Leiter des Autorenkollektivs).

Herausgeber: Kammer der Technik Suhl/Erfurt
Teil I: 210 Seiten, Teil II: 211 Seiten, Broschur, 30,— M je Teil

Diese Veröffentlichung wurde von einem internationalen Autorenkollektiv mit dem Ziel erarbeitet, Empfehlungen an Leiter und Mitarbeiter von Forschungskollektiven, wissenschaftlichen Sekretariaten, Produktionsvorbereitungsabteilungen und Praktiker einschließlich Erfinder und Neuerer zu geben, um die Forschungs- und Entwicklungsarbeit in wissenschaftlichen Einrichtungen und Betrieben zu intensivieren, insbesondere um die beschleunigte Einführung und Anwendung der Mikroelektronik in den genannten Bereichen zu fördern. Die Empfehlungen sind geeignet, Schlußfolgerungen für eine qualifiziertere Erarbeitung der Instituts- und Betriebspläne Wissenschaft und Technik sowie die Führung des sozialistischen Wettbewerbs in den Kollektiven zu ziehen.
Diese Veröffentlichung besteht aus zwei Teilen:

Im Teil I werden

— Forschungs- und technologische Prozesse einschließlich deren Simulation und Bildschirmtechnik sowie
— die Prozeßanalyse,

im Teil II

— die organisatorischen und sozialen Bedingungen des schöpferischen Arbeitsklimas zur wirkungsvollen Förderung der Erfindertätigkeit im F/E-Prozeß und
— die „Applikative Information" im staatlichen Informationsdienst Entwicklung und Anwendung der Mikroelektronik als eine Möglichkeit zur Erhöhung der Effektivität der Erfindertätigkeit bei der volkswirtschaftlichen Anwendung elektronischer Bauelemente und Bausteine der Mikroelektronik

dargelegt.
Diese Veröffentlichung ist nicht im Buchhandel erhältlich, kann aber in allen einschlägigen Bibliotheken ausgeliehen oder beim Bezirksvorstand der Kammer der Technik Suhl bestellt werden.

E. Schulz NaB 525

Psychoakustik

Von *E. Zwicker*

Berlin, Heidelberg, New York: Springer-Verlag 1982

162 Seiten, 113 Bilder, geheftet

Dieses in der Reihe Hochschultext erschienene Lehrbuch geht auf eine Vorlesung zurück, die der international bekannte Autor an der Technischen Universität München für Studenten der Informationstechnik hält. Es wendet sich an alle, die in ihrer Tätigkeit die Eigenschaften des menschlichen Gehörs berücksichtigen müssen, also Elektroakustiker, Ingenieure im Lärmschutz, Audiologen, Musiker usw. Das Buch schließt eine Lücke in der Fachliteratur, denn seit der 2. Auflage des Buches „Das Ohr als Nachrichtenempfänger" von *Feldtkeller* und *Zwicker* ist mir kein ähnliches deutschsprachiges bekannt geworden.

Der Stoff ist nicht einfach, aber der Autor versteht es, anschaulich zu schreiben. Er geht streng systematisch vor, definiert jeden neuen Begriff exakt und bleibt dann bei dieser Terminologie, verfällt also nicht der weit verbreiteten Unsitte, aus falsch verstandener Abwechslung ständig andere Synonyme zu verwenden.

Teil I hat grundlegenden Charakter. Zunächst werden die Unterschiede und die Zusammenhänge zwischen Reiz- und Empfindungsgrößen erläutert.

Empfindungsgrößen bereiten dem Techniker häufig Schwierigkeiten, weil sie schwierig quantifizierbar und schlecht reproduzierbar sind und weil sie individuell stark schwanken, so daß viele Versuchspersonen herangezogen werden müssen und Mittelungsverfahren demzufolge eine große Rolle spielen. An die Darstellung der in der Psychoakustik üblichen Meßmethoden schließen sich die Definitionen grundlegender Größen und Bezugswerte der Akustik und die Beschreibung der Schallarten an (Ton, Tonimpuls, Tonimpulsfolge, verschiedene Rauscharten). Ein Abschnitt über die beim Hören ablaufenden physiologischen Vorgänge schließt den Teil ab.

Teil II ist mit „Quasistationäre Vorgänge" überschrieben, er beschreibt also die Eigenschaften des Gehörs im eingeschwungenen Zustand. Im einzelnen geht es um Hörschwelle und Hörfläche, um den wichtigen Effekt der Verdeckung und um die Skalen der Tonhöhen- und Lautstärkeempfindung. Dabei plädiert der Autor u.a. für die Begriffe Verhältnistonhöhe (Einheit mel), Tonheit (Einheit Bark), Pegellautstärke anstelle von Lautstärkepegel (Einheit phon) und Verhältnislautheit (als Analogon zur Verhältnistonhöhe).

Im Teil III werden die Betrachtungen auf stark zeitabhängige Schalle ausgedehnt. Im einzelnen geht es um Simultanverdeckung, Nachverdeckung, Vorverdeckung, Lautheit von Schallimpulsen, Rauhigkeit und subjektive Dauer von Schallimpulsen.

Schließlich werden im Teil IV Funktionsschemata und Funktionsmodelle mitgeteilt, die der Autor aus biokybernetischen Betrachtungen ableitet und die vor allem die technische Ausnutzung der psychoakustischen Erkenntnisse erleichtern sollen.

Zum Buch gehört eine 17-cm-Schallplatte. Sie enthält eine Reihe von Demonstrationen, die in der Vorlesung natürlich live dargeboten werden, und die man sich hier über Kopfhörer anhören sollte. Die Numerierung folgt den Nummern der Bilder im Buch, die akustisch illustriert werden, so daß der Zusammenhang leicht hergestellt werden kann. In einem Begleittext wird jede Darbietung ausführlich erläutert.

Abgerundet wird das Buch durch eine Liste der Formelzeichen, Indizes und Einheiten und durch ein ausführliches Sachregister, das außerdem die englischen Übersetzungen enthält und so ein kleines Fachvokabular darstellt.

Die Tatsache, daß die psychoakustischen Zusammenhänge durch Gleichungen und Diagramme beschrieben werden, die sich von denen physikalischer Größen formal nicht unterscheiden, kann leicht zu der Ansicht verleiten, das menschliche Gehör sei zwar nicht gerade einfach, könne aber mit Hilfe eines „Datenblattes" ausreichend beschrieben werden. Dem tritt der Autor wiederholt entgegen, indem er darauf hinweist, daß gerade das Studium des menschlichen Gehörs und seiner „erstaunlichen Fähigkeiten" gut geeignet sei, sich im „Wundern" zu üben.

R. Fischer NaB 524

TECHNIK-Literatur

Bestellschein

Die aufgeführten Bücher können Sie mit diesem Bestellschein im Inland beim örtlichen Buchhandel bestellen.

Funktionseinheiten der Automatisierungstechnik

elektrisch — pneumatisch — hydraulisch

Herausgeber:
Prof. Dr.-Ing. *Heinz Töpfer* und
Prof. Dr. sc. phil. *Werner Kriesel*

4., bearbeitete Auflage, 572 Seiten,
Ganzleinen, 40,— M

Bestell-Nr. 5531972

Technisches Handbuch Traktoren

Obering. *Reinhardt Blumenthal*

7., durchgesehene Auflage, 376 Seiten,
363 Bilder und 36 Tafeln.
Kunstleder, 26,70 M

Bestell-Nr. 5525935

Werkstoffkunde für die Elektrotechnik und Elektronik

Dr. phil. *Lothar Hahn* und
Chem.-Ing. *Irene Munke* u.a.

3., stark bearbeitete Auflage, 520 Seiten,
228 Bilder und 24 Tafeln.
Ganzleinen, 30,— M

Bestell-Nr. 5530865

Darüber hinaus können Sie alle in diesem Heft angezeigten und rezensierten Bücher des VEB Verlag Technik mit diesem Vordruck bestellen.

_____ _____

_____ _____

_____ _____

Name, Vorname Anschrift mit Postleitzahl

Datum Unterschrift

Zentralbibliothek
TU Braunschweig, Hochschulbibliothek

Nachrichtentechnik · Elektronik

A l'occasion du 70e anniversaire du Prof. em. Dr.-Ing. Günter Ulrich
p. 224

Kress, D.
La structure et les modes de fonctionnement de réseaux de télécommunication
p. 224–227
Après avoir donné une vue d'ensemble des applications et des tendances du développement, notamment dans le réseau local, on traite les possibilités principales de la réalisation de réseaux. On démontre que la distribution spatial des fonctions de commutation rend possible d'appliquer dans le réseau d'abonnés la concentration et le multiplexage pour une utilisation plus efficace des lignes.

Lange, J.
L'intégration de différents services de communication dans les réseaux locaux numériques
p. 228–230
On évalue les avantages et les inconvénients de l'intégration de services de communication et on discute le choix de la structure du réseau, des méthodes de multiplexage et d'accès et du principe de commutation. On propose une combinaison de l'intégration de différents services avec l'intégration de la commutation par paquets et par jonction.

Kaufhold, B.
Une vue d'ensemble des systèmes numériques de télécommunication avec accès multiple et commutation décentralisée
p. 231–234
L'auteur donne une vue d'ensembles des réseaux locaux et à large bande avec accès multiple et commutation décentralisée.

Schubert, R.
Un système de communication locale
p. 234–237
Le développement rapide de la microélectronique permet une décentralisation accentuée de la commutation dans systèmes numériques de télécommunication. L'application du principe de l'accès multiple sur les voies d'un signal multiplex numérique permet d'envisager des systèmes de télécommunication avec une commutation décentralisée. L'auteur décrit un tel système avec un dispositif de controle pour chaque poste périphérique.

Traskov, A.
L'application du principe du multiplexage codé dans les systèmes de transmission par câble à accès multiple
p. 237–239

Porep, H.-G.
Aspects du contrôle de centraux numériques
p. 240–243
Les centraux numériques modernes sont caractérisés par plusieurs aspects nouveaux. Une donne une vue d'ensemble du développement de matrices numériques de jonction, de nouvelles méthodes de génération de signaux et de conceptions d'un contrôle distribué.

Tosse, R.
L'adaptation des lignes de jonctions à la commutation numérique
p. 244–246
Le récent développement de la commutation numérique a posé le problème de l'adaptation des lignes de jonction aux centraux numériques. Elle doit être réalisée aussi bien du point de vue de la commutation que de la transmission. On traite en particulier quelques problèmes sous l'aspect de la commutation.

Günzl, H.
Génération centralisée des signaux
p. 246–249

Albrecht, B. et *Zühlke, W.*
Etude pratique du côdage numérique de signaux de télévision
p. 249–252
On présente une maquette pour l'étude pratique de l'efficacité d'un nouvelle méthode DPCM. On fait une comparaison des résultats avec des caractéristiques objectifs obtenus par une simulation à l'aide d'un ordinateur.

Huneck, M.
Filtres linéaires de réception à 140 Mb/s avec égalisation du déphasage
p. 252–256
Le rapport signal sur bruit et l'ouverture de l'oeil sont des caractéristiques importantes d'un régénérateur MIC. On se sert de l'exemple d'un système à 140 Mb/s avec un code 4B-3T pur étudier, à l'aide d'un programme d'optimalisation par ordinateur, plusieurs filtres de réception à déphasage non minimal et de comparer les résultats avec ceux du filtre de réception à caractéristique $\cos^2$ et de filtres à déphasage minimal. Les résultats obtenus sont proches des valeurs idéales.

Uhlrich, G.
Une comparaison de quelques méthodes de transmission à réponse partielle dans la transmission MIC avec des taux élevés de bits
p. 256 - 261
Quelques méthodes de transmission à réponse partielle donnent de très bons résultats sur des câbles coaxiaux avec une transmission MIC. Ainsi elles présentent une alternative aux méthoden de transmission avec plusieurs échelons et aux méthodes avec une réaction quantifiée.

Herausgeber	Kammer der Technik
Verlag	VEB Verlag Technik DDR — 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14 Telegrammadresse: Technikverlag Berlin Telefon: 28700: Telex: 112228 techn dd
Verlagsdirektor	Dipl. oec. *Herbert Sandig*
Redaktion	Ing. *Günther Barth*, Verantwortlicher Redakteur (Telefon: 287032); Dipl.-Ing. *Christa Drawert*, Redakteur Ing. *Gisela Rehahn*, Redakteur (Telefon: 287047); Dipl.-Phys. *Hartmut Rößler*, Redakteur (Telefon: 287048)
Lizenz-Nr.	1103 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
AN (EDV)	18432
Erscheinungsweise	monatlich 1 Heft
Heftpreis	4,– M, Abonnementpreis vierteljährlich 12,– M; Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen.
Gesamtherstellung	Messedruck Leipzig, BT Borsdorf, 7122 Borsdorf III-18-328
Anzeigenannahme	Für Bevölkerungsanzeigen alle Anzeigen-Annahmestellen in der DDR, für Wirtschaftsanzeigen der VEB Verlag Technik, 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14, PSF 201. Anzeigenpreisliste Nr. 7; Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH, DDR — 1157 Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89
Erfüllungsort und Gerichtsstand	Berlin-Mitte. Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Abbildungen, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.
Bezugsmöglichkeiten	
DDR	sämtliche Postämter
SVR Albanien	Direktorije Quendrore e Perhapjes dhe Propagandit te Librit Rruga Konference e Pezes, Tirana
VR Bulgarien	Direkzia R.E.P., 11a, Rue Paris, Sofia
VR China	China National Publications Import and Export Corporation, West Europe Department, P.O. Box 88, Beijing
ČSSR	PNS — Ustredni Expedicia a Dovoz Tisku Praha, Vinohradská 41, 125 05 Praha PNS, Ustred na Expedicia Tlače, Gottwaldovo nám. 48, 88419 Bratislava
SFR Jugoslawien	Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb
Koreanische DVR	CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang
Republik Kuba	Empresa de Comercio Exterior de Publicaciones, O'Reilly No. 407, Ciudad Habana
VR Polen	C. K. P. i W. Ruch, Towarowa 28, 00-958 Warszawa
SR Rumänien	Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei, Palatul Administrativ, Bucuresti
UdSSR	Städtische Abteilungen von Sojuzpečat' oder Postämter und Postkontore
Ungarische VR	P. K. H. I., Külföldi Elöfizetési Osztály, P.O. Box 16, 1426 Budapest
SR Vietnam	XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi
BRD und Berlin (West)	Brücken-Verlag GmbH, Ackerstraße 3, 4000 Düsseldorf 1; ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141–167, Berlin (West) 52, Kunst und Wissen Erich Bieber OHG, Postfach 46, 7000 Stuttgart 1; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstraße 111, Berlin (West) 30
Österreich	Helios Literatur-Vertriebs GmbH & Co. KG, Industriestraße B 13, A-2345 Brunn am Gebirge
Schweiz	Genossenschaft Literaturvertrieb, Cramerstr. 2, 8004 Zürich
Alle anderen Länder	örtlicher Buchhandel; BUCHEXPORT Volkeigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR — 7010 Leipzig, Postfach 160; und Leipzig Book Service, DDR — 7010 Leipzig, Talstraße 29

INHALT

Völz, H.

Versuch einer techniknahen Darstellung der genetischen Speicherung

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 7, S. 268–273

In stark vereinfachter Darstellung werden die wesentlichen Vorgänge in Lebewesen, genauer in der Zelle, dargestellt, die technischen Informationsprozessen entsprechen. Insbesondere die Struktur der DNS und Proteine sowie ihrer informationellen Verkopplung bei den molekularbiologischen Prozessen werden betrachtet.

Köhler, K.

Probleme bei der Prüfung von Magnetbändern für digitale Aufzeichnung

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 7, S. 273–276

Eine Amplitudenbewertung der von bewegten magnetischen Datenträgern in den Wiedergabesystemen erzeugten Spannungsimpulse ist aus Gründen der Austauschbarkeit von Informationsträgern erforderlich, aber insofern problematisch, weil für die Kalibrierung der Meßapparaturen keine physikalischen Grundgrößen verwendet werden können. Auf gleichen und auf unterschiedlichen, aber zuvor kalibrierten Prüfgeräten zeigen Magnetbänder mitunter unterschiedliche Wiedergabepegel. Obwohl der Einfluß von Systemparametern auf den Mechanismus der Speicherung bekannt ist, kann dieser wegen der dabei auftretenden Komplexität nicht immer in vollem Umfang abgeschätzt werden.

Malinowski, G.

Einige Probleme der Kompatibilität von Wechselplattenspeichern

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 7, S. 276–278

Es werden die Faktoren analysiert, die eine Inkompatibilität und Störungen bei Wechselplattenspeichern bewirken. Die Analyse erfolgt getrennt nach Mängeln des Plattenstapels, der Magnetköpfe und des Steuersystems für die Bewegung des Kopfes. Daraus werden die Folgerungen für eine gute Wartung abgeleitet.

Patrunow, W. G.

Visuelle Wiedergabe von Informationen mit Magnetaufzeichnung

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 7, S. 278–281

Es wird ein magnetisches Display vorgestellt, das vielfältige Vorteile gegenüber den bisher gebräuchlichen, mit Braunscher Röhre u.ä., aufweist. Dabei werden Grundlagen und konstruktive Lösungswege vorgestellt. Weiterhin sind Vorschläge für magnetische Drucktechniken in der Arbeit enthalten.

Zühlke, W.

Beitrag zur Normung des digitalen Fernsehens

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 7, S. 281–285

Ausgehend von bekannt gewordenen Arbeiten zum digitalen Fernsehen, dem Fernsehtelefon, dem Studiocode und dem Hochzeilenfernsehen und eigenen Untersuchungen zu diesen Problemen wird ein Normungsvorschlag für eine kompatible Systemfamilie erarbeitet.
Mit einfachen Verhältnissen in der vertikalen und horizontalen Detailauflösung und dem angegebenen Mehrzeilensprungverfahren werden einfache Normenwandlungen erreicht.
Anschließend werden einige Ausführungen zum HiFi-Fernsehen und zur adaptiven Fernsehcodierung gemacht.

Martius, S.; Oswald, H.

Reflexionsarme Stützscheiben für Koaxialleitungen im Mikrowellenbereich

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 7, S. 285–290

Es werden mathematische Methoden zur Ermittlung einer reflexionsarmen Stützscheibengeometrie beschrieben. Exakte Reflexionsfaktorberechnungen und -optimierungen sind nur mit Großrechnern möglich. Die Abhängigkeit des Reflexionsfaktors von den Parametern der Stützscheibe wird mit Näherungslösungen erfaßt. Die Leistungsfähigkeit dieser Lösungen wird am Beispiel der Stützscheibe für den Querschnitt 3/7 mit exakten Berechnungen verglichen. Der Einfluß axialer Unsymmetrie auf den Reflexionsfaktor wird abgeschätzt. Für die einfache Geometrie der vollen Stützscheibe ergibt sich eine schnelle und genaue Meßmöglichkeit der Dielektrizitätskonstanten.

Hälsig, C.

Der Selektor – Selektionsvorgänge der Nachrichtentechnik und ihre Verallgemeinerung in kybernetischen Systemen. Teil 4

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 7, S. 290–292

Lochmann, D.

Quantisierungsverzerrungen in PCM-Systemen. Teil 3

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 7, S. 293–297

Paulin, G.; Schiemangk, H.

Einführung in die Programmiersprache PASCAL. Teil 1

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 7, S. 298–301

In einer Folge von 6 Beiträgen wird der Leser mit der Programmiersprache PASCAL vertraut gemacht. Wegen der einfachen Programmstruktur und der effizienten Implementierbarkeit auf Mikroprozessoren hat sich die Sprache in der Mikrorechentechnik durchgesetzt.

Draeger, W.

Schafft die Mikroelektronik eine einheitliche Technologie?

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 7, S. 301–303

Fachtagungen

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 7, S. 303

Dissertationen S. 304 u. 305

Buchbesprechungen S. 306

Kurzinformationen S. 306 u. 307

СОДЕРЖАНИЕ

Völz, H.

Попытка представления генетической информации с технической точки зрения

Стр. 268—273

В сильно упрощенном виде предлагаются те существенные процессы в живых организмах, а точнее в клетках, которые соответствуют техническим информационным процессам. В частности, рассматривается структура ДНК и протеинов и их информативная связь в молекульно-биологических процессах.

Köhler, K.

Проблемы, возникающие при проверке магнитных лент для цифровых записей

Стр. 273—276

Необходима оценка амплитуд, созданных движущимися в системах воспроизведения носителями данных импульсов напряжения, по причине взаимозаменяемости информационных носителей, но она проблематична в том отношении, что нельзя применить основные физические величины для калибровки измерительной аппаратуры. На одинаковых и различных, но заранее калибрированных контрольных приборах, магнитные ленты показывают порой разные уровни воспроизведения. И, хотя влияние системных параметров на механизм хранения известно, оно не всегда может быть оценено во всем объеме из-за возникшей при этом взаимозависимостей погрешностей.

Malinowski, G.

Некоторые проблемы взаимозаменяемости магнитных дисков

Стр. 276—278

Анализируются факторы, являющиеся причиной невзаимозаменяемости и помех в магнитных дисках. Анализ производится отдельно по недостаткам пакета дисков, магнитных головок и системы управления движением головки. Исходя из этого даются рекомендации по уходу.

Patrunow, W. G.

Зрительное изображение информаций с магнитной записью

Стр. 278—281

Представляется магнитный дисплей, который имеет ряд преимуществ по отношеию к обычным, например, с трубкой Брауна. Даются основы и конструктивные пути решения проблемы. Кроме того, предлагаются варианты приемов магнитной печати.

Zühlke, W.

Доклад к нормированию цифрового телевидения

Стр. 281—285

Исходя из известных работ по цифровому телевидению, видеотелефону, студийному коду и телевидению с количеством строк, во много раз высше стандартного, а также из собственных исследований по этой проблеме, разрабатывается предложение нормирования для взаимозаменяемого семейства систем. Простыми решениями в вертикальном и горизонтальном разложениях деталей и указанным методом многострочного разложения достигают преобразования норм. Также даются некоторые высказывания о телевидении высокого класса и адаптивном телевизионном кодировании.

Martius, S.; Oswald, H.

Малоотражающие опорные шайбы для коаксиальных проводов в области микроволн

Стр. 285—290

Описываются математические методы определения малоотражающей геометрии опорных шайб. Точные вычисления и оптимизация факторов отражения возможны только при помощи больших ЭВМ. Зависимость фактора отражения от параметров опорной шайбы получают в результате приближенных расчетов. Работоспособность этих расчетов сравнивается с точными вычислениями на примере опорной шайбы с сечением 3/7. Влияние осевых несимметрий на фактор отражения расценивается. Для простой геометрии всей опорной шайбы получается быстрая и точная возможность измерения диэлектрической постоянной.

Hälsig, C.

Селектор- селекционные процессы в технике связи и их обобщение в кибернетических системах. часть 4.

Стр. 290—292

Lochmann, D.

Искаженя квантования в PCM — системах. Часть 3.

Стр. 293

Paulin, G.; Schiemangk, H.

Введение в язык программирования. ПАСКАЛЬ. Часть 1.

Стр. 298—301

Draeger, W.

Создает ли микроэлектроника единую технологию?

Стр. 301—303

CONTENTS

Völz, H.

Attempt of a Technique-Near Representation of the Genetic Storage

pp. 268—273

In a strongly simplified representation the essential processes in living creatures, more exact in the cell, are represented which correspond to technical information processes. In particular, the structure of the DNS and Proteines as well as their informational coupling in the molecular-biological processes are considered.

Köhler, K.

Problems with the Test of Magnetic Tapes for Digital Recording

pp. 273—276

An amplitude evaluation of voltage pulses generated by moved magnetic data carriers in the reproducing systems is is required for reasons of the exchangeability of information carriers, but problematic as far as no physical basic quantities can be used for the calibration of the measuring apparatuses. On same and on different, but before calibrated test instruments magnetic tapes show now and then different reproducing levels. Although the influence of system parameters on the mechanism of the storage is known, this influence can not always be estimated to the full extent because of the occured complexity.

Malinowski, G.

Some Problems of the Compatibility of Exchangeable Disc Stores

pp. 276—278

The factors are analysed which effect an incompatibility and disturbances with exchangeable disc stores. The analysis is made separate according to defects of the disc pack, the magnetic heads and of the control system for the motion of the head. From that the conclusions for a good maintenance are derived.

Patrunow, W. G.

Visual Reproduction of Information with Magnetic Recording

pp. 278—281

A magnetic display is shown which exhibits versatile advantages as compared with the conventional ones, with Braun tube, etc. Tothis end, fundamentals and constructional solution approaches are represented. Furthermore, the paper contains proposals for magnetic printing techniques.

Zühlke, W.

Report on the Standardisation of the Digital Television

pp. 281—285

Starting from reports on the digital television, the video telephone, the studio code and the high-line television having become known and own investigations on these problems, a standardisation proposal for a compatible system family is worked out.
With simple conditions in the vertical and horizontal detail resolution and the indicated multiline-jump scanning simple standard conversions are attained. Following some explanations as to the HiFi-television and the adaptive television coding are given.

Martius, S.; Oswald, H.

Low-Reflection Back-Up Rings for Coaxial Lines in the Microwave Region

pp. 285—290

Mathematical methods for the determination of a low-reflection back-up ring geometry are described. Exact reflection factor calculations and optimisations are only possible with large computers. The dependence of the reflection factor on the parameters of the back-up ring is detected with approximate solutions. The efficiency of these solutions is compared by the example of the back-up ring for the cross-section 3/7 with exact calculations. The influence of axial asymmetry on the reflection factor is estimated. For the simple geometry of the full back-up ring it results a fast and exact possibility of measurement of the dielectric constant.

Hälsig, C.

The selector — Selection Processes of Communication Engineering and Their Generalisation in Kybernetic Systems. Part 4

pp. 290—292

Lochmann, D.

Quantisation Distortions in PCM Systems. Part 3

p. 293

Paulin, G.; Schiemangk, H.

Introduction into the Programming Language PASCAL. Part 1

pp. 298—301

Draeger, W.

Achieves Microelectronics a Unified Technology?

pp. 301—303